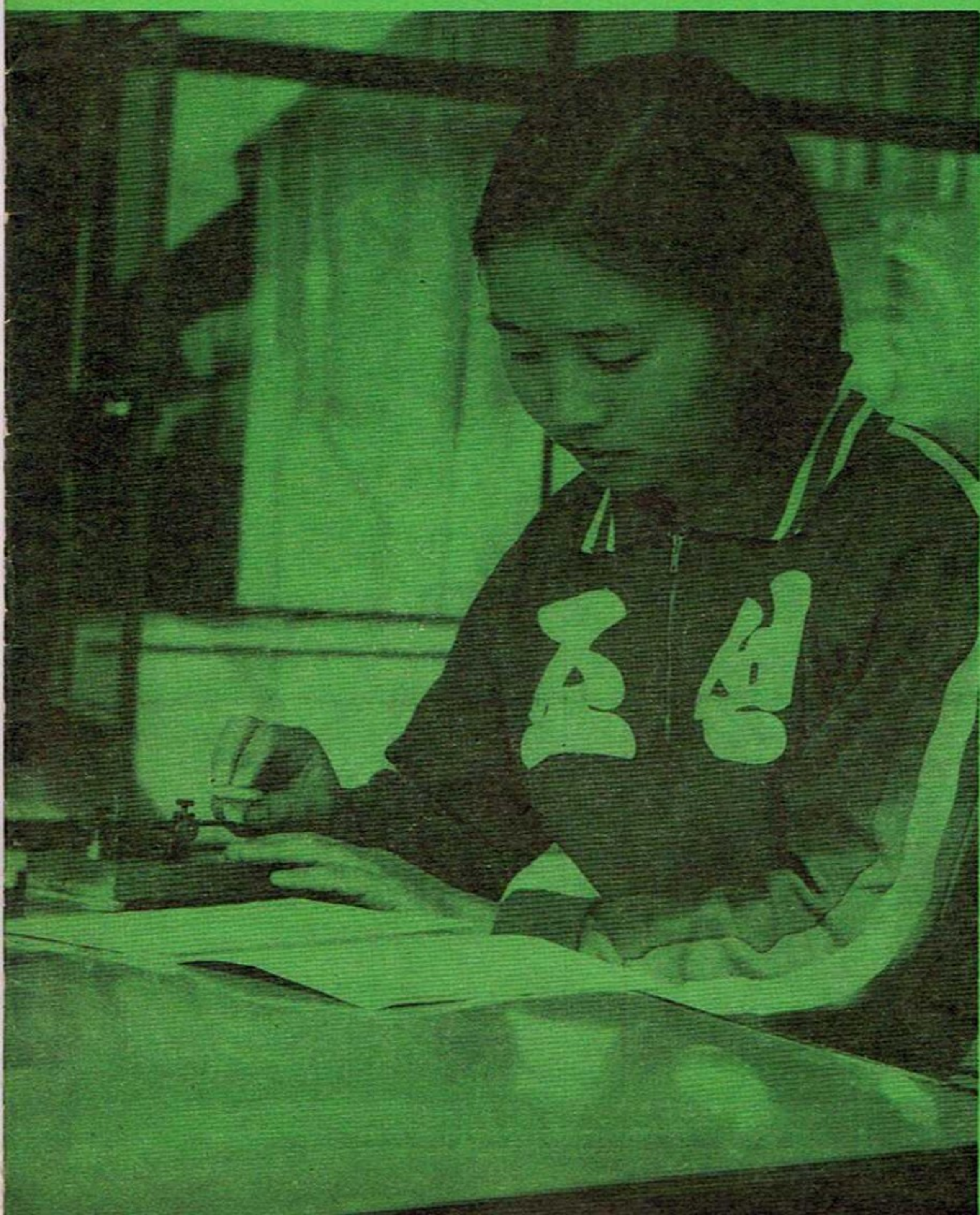
RADIOAMATOR i Krótkofalowiec



11

1976 rok

W dniu 16 października 1976 roku zmarł

inż. MIECZYSŁAW WARGALLA

wieloletni redaktor naczelny miesięcznika „Radioamator i Krótkofalowiec", major rezerwy WP, b. wiceprezes Oddziału Warszawskiego EiT SEP, odznaczony Krzyżem Kawalerskim Odrodzenia Polski oraz wieloma odznakami za zasługi w pracy społecznej i zawodowej.

Z głębokim i serdecznym żalem żegnamy naszego Przyjaciela – Człowieka o wielkiej szlachetności serca, prawego i skromnego, niestrudzonego działacza ruchu radioamatorskiego i krótkofalarstwa. Pozostanie On na zawsze w naszej pamięci.

ZESPÓŁ REDAKCYJNY

Okładkę projektowała Joanna Jaszuńska
Na okładce: zawodniczka ekipy KRDL podczas zawodów (opis na str. 268). Fot. J. Ziółkowski



Wydawca: WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI I ŁĄCZNOŚCI

Redaguje KOMITET REDAKCYJNY: Z-ca red. nacz. – prof. dr inż. Andrzej Sowiński.
Redaktorzy działowi: mgr inż. Mieczysław Flisak, inż. Janusz Justat, mgr inż. Czesław Klimczewski, inż. Jerzy Węglewski, doc. mgr inż. Aleksander Witort.
Współpraca – płk dypl. Witold Konwiński – SP5KM.
Sekretarz redakcji i redaktor techniczny – Eugenia Grudzińska.
Starszy korektor – Elżbieta Malon.

Artykułów nie zamówionych redakcja nie zwraca.

Prenumeratę na kraj przyjmują Oddziały RSW „Prasa-Książka-Ruch" oraz urzędy pocztowe i doręczyciele w terminach: do 25 listopada – na I kwartał, I półrocze roku następnego i cały rok następny; do dnia 10 miesiąca poprzedzającego okres prenumeraty – odpowiednio na II kwartał, II półrocze i III kwartał. Cena prenumeraty rocznej – 60 zł, półrocznej 30 zł, kwartalnej 15 zł. Instytucje, organizacje i wszelkiego rodzaju zakłady pracy zamawiają prenumeratę w miejscowych Oddziałach RSW „Prasa-Książka-Ruch", zaś w miejscowościach, w których nie ma Oddziałów RSW – w urzędach pocztowych. Czytelnicy indywidualni opłacają prenumeratę wyłącznie w urzędach pocztowych lub u doręczycieli.

Prenumeratę ze zleceniem wysyłki za granicę przyjmuje Centrala Kolportażu Prasy i Wydawnictw, ul. Towarowa 28, 00-958 Warszawa – konto PKO nr 1531-71 w terminach podanych dla prenumeraty krajowej. Prenumerata ze zleceniem wysyłki za granicę jest droższa o 50% od prenumeraty krajowej dla zleceniodawców indywidualnych i o 100% dla zlecających instytucji, organizacji i zakładów pracy.

OGŁOSZENIA: drobne, do 30 wyrazów, w cenie 4 zł za wyraz lub 10,50 zł za 1 cm² na stronach okładkowych przyjmuje Dział Handlowy Wydawnictw Komunikacji i Łączności ul. Kazimierzowska 52, 02-546 Warszawa, tel. 49-27-51 do 9 w. 261.
Za treść ogłoszeń redakcja nie odpowiada.

RADIOAMATOR i Krótkofalowiec Polski

Rok 27 • LISTOPAD 1976 R. • NR 11

TREŚĆ NUMERU

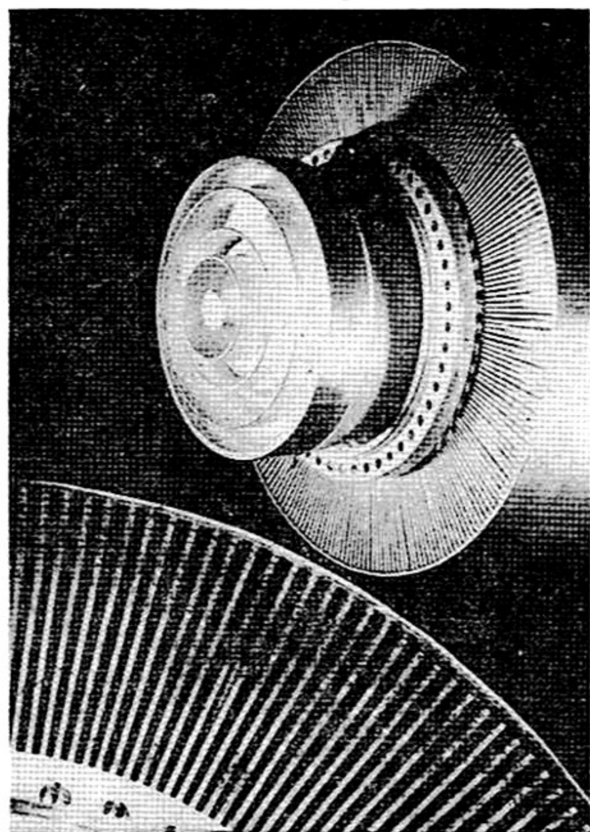
ADRES REDAKCJI
ul. Nowowiejska 1, 00-643 Warszawa
Tel. 25-29-85

DRUK: RSW „Prasa-Książka-Ruch", Prasowe Zakłady Graficzne, ul. Smolna 10/12, 00-375 Warszawa.
Zam. 1479. J-52. **Nakład:** 80 000 egz. **Ark. druk.** 3,5. **Cena zł 5.–** Podpisano do druku 3.XI.1976 r.

TETRODY NA FALE DECYMETROWE DLA NADAJNIKÓW TELEWIZYJNYCH NA IV I V ZAKRES

Większość eksploatowanych obecnie nadajników telewizyjnych, pracujących w zakresach 470 do 860 MHz, wyposażonych jest w końcowym stopniu mocy w klistrony wielownękowe, które wprawdzie mają tę zaletę, że dla wysterowania wymagają niewielkich mocy dostarczanych przez układy tranzystorowe, ale są dość kłopotliwe w eksploatacji i mają duże wymiary.

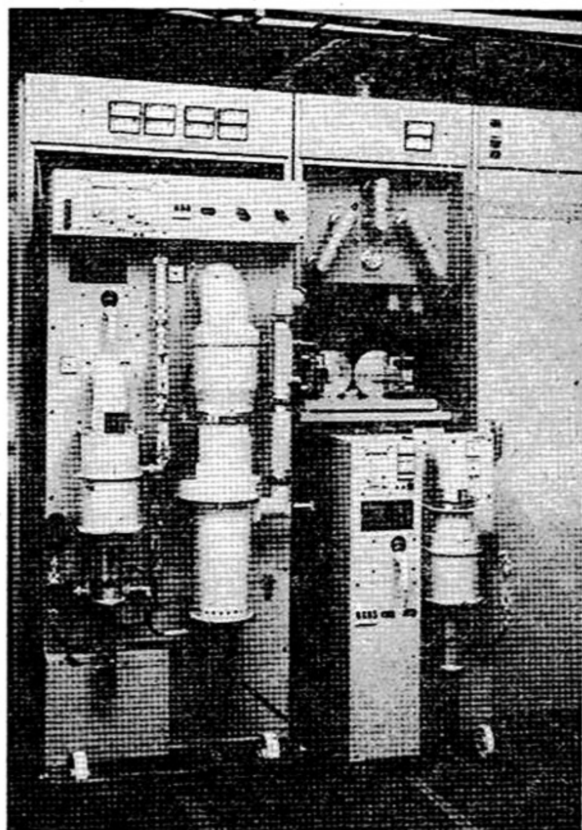
Firma SIEMENS opracowała ostatnio nową tetrodę RS1034 (rys. 1), z której przy wzmocnieniu 15 dB można uzyskać moc 11,5 kW. Dla jej wysterowania potrzeba około 400 W mocy, którą dostarcza driver z lampą YL1057. Ten stopień z kolei może być już sterowany przez układ tranzystorowy.



Rys. 1

Tak więc nadajnik telewizyjny o mocy nominalnej 10 kW/1 kW składa się tylko z 3 lamp:
- nadajnik wizji zawiera 1 tetrodę RS1034 w stopniu końcowym i 1 tetrodę YL1057 w stopniu sterującym,
- nadajnik fonii o mocy 1 kW zawiera 1 tetrodę YL1057.

Pozostałe stopnie są całkowicie stranzystorowane.
Wygląd takiego nadajnika przedstawiono na rys. 2; po lewej stronie widać stopnie końcowe nadajnika wizji i fonii, zaś po prawej — stopień sterujący wizji.
Dotychczas nadajniki takie konstruowane były przy zastosowaniu 5 lamp.
Nowa tetroda RS1034 jest wykonana w technologii ceramiczno-metalowej, a trwałość jej określa się na około 10 000 godzin pracy.



Rys. 2

Dzięki dużej liniowości charakterystyk obu lamp możliwe jest skonstruowanie nadajnika o mocy 4/0,4 kW, w którym lampa RS1034 wzmacnia zarówno sygnały wizji i fonii, zaś w stopniu sterującym również dla obu torów pracuje lampa YL1057. W ten sposób nadajnik taki zawiera tylko 2 lampy.

ŁĄCZNOŚĆ SATELITARNA DLA OKRĘTÓW

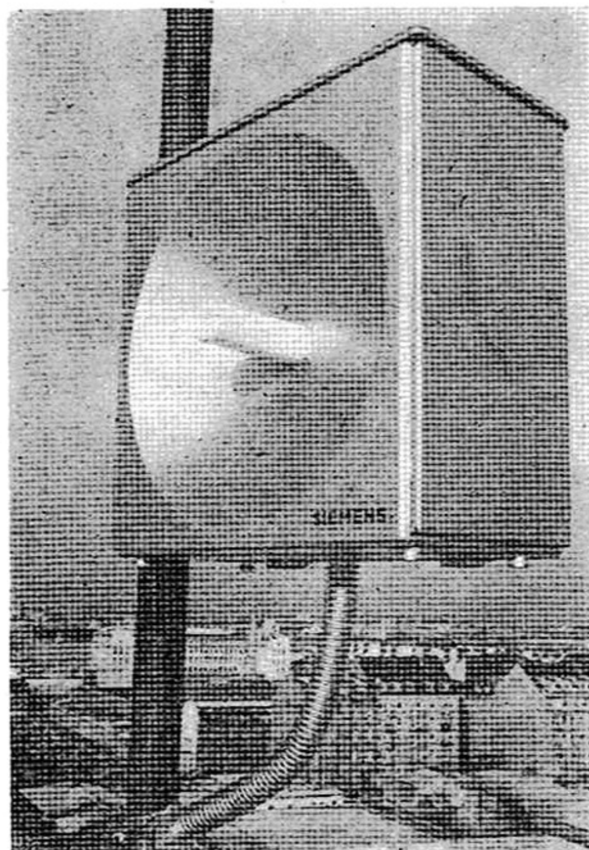
Rozwój techniki satelitarnej dla łączności dalekosiężnej obejmuje swym zasięgiem nie tylko stacje naziemne; przeprowadzane są również badania i prace eksperymentalne nad wprowadzeniem tego systemu łączności pomiędzy obiektami ruchomymi, np. samolotami i okrętami.
Ostatnio wprowadzono na orbitę stacjonarną dwa satelity (jeden nad Atlantykiem, drugi nad Oceanem Spokojnym), które w systemie MARISAT mają umożliwić łączność telefoniczną, teleksową oraz przesyłanie obrazów między stacjami brzegowymi a jednostkami pływającymi. System ten eksploatowany jest przez organizacje: COMSAT, RCA, WESTERN UNION i ITT. Przewiduje się, że po przeprowadzonych eksperymentach, w początkach lat 80-tych system ten zostanie powszechnie wprowadzony do eksploatacji i usprawni łączność, która dotychczas na falach krótkich nie ma dużej pewności ruchu i nie jest wolna od zakłóceń.

Największe trudności w realizacji tego eksperymentu sprawia budowa stacji satelitarnej na okręcie. Antena jej poza ograniczeniem wymiarów i ciężaru musi być stabilizowana w stosunku do ruchów statku, chroniona od wpływów atmosferycznych i bryzgów fal, oraz niewrażliwa na sąsiedztwo stacji radarowych, zaś na okrętach wojennych antena powinna być również niewrażliwa na wstrząsy wywołane strzałami z dział.

Dla przykładu w jednym z eksperymentów, stacja satelitarna na okręcie (wykonana przez f-mę MARCONI) typu SCOT 2, pozwala na łączność telefoniczną i 3 kanały teleksowe. Ma ona antenę o średnicy 1,8 m obudowaną osłoną z włókna szklanego. Przy częstotliwości około 8 GHz jej współczynnik dobroci G/T równy jest 16 dB. Nadajnik klistronowy ma moc około 1,4 kW, zaś odbiornik wyposażony jest we wzmacniacz parametryczny.
Również Europejska Agencja dla Łączności Satelitarnej (ESA) planuje przeprowadzenie w r. 1977 takich eksperymentów w ramach projektu MAROTS (MARITIME ORBITAL TEST SATELLITE), przy czym jako jedną ze stacji naziemnych firma SIEMENS buduje w okolicach Madrytu. Stacja ta posiada antenę o średnicy 12 m, przy czym łączność z satelitą będzie utrzymywana na częstotliwości 14,5 GHz (nadawanie) i 11,7 GHz (odbiór).
Stacje okrętowe pracować będą na częstotliwości 1,6 GHz – nadawanie – i 1,5 GHz – odbiór z satelity. Moc nadajnika ma wynosić 40 W. Układy stabilizujące muszą utrzymywać nieruchomo system antenowy przy kołysaniach okrętu ±35° w osi podłużnej i ±15° w osi poprzecznej.

SYSTEM ŁĄCZNOŚCI DLA TRANSMISJI DANYCH ZA POMOCĄ LINII RADIOWYCH

W przesyłaniu sygnałów analogowych doskonale spełniają swoją funkcję łącza utworzone w kablach lub w sieci linii radiowych. Jednakże do przesyłania sygnałów cyfrowych o wiele lepiej nadają się systemy, w których cyfrowy sygnał użyteczny dzięki regeneracji da się ukształtować niezależnie od zniekształceń i zakłóceń sąsiednich kanałów. Taki system można rozwiązać ekonomiczniej w przypadku normalnych linii radiowych.

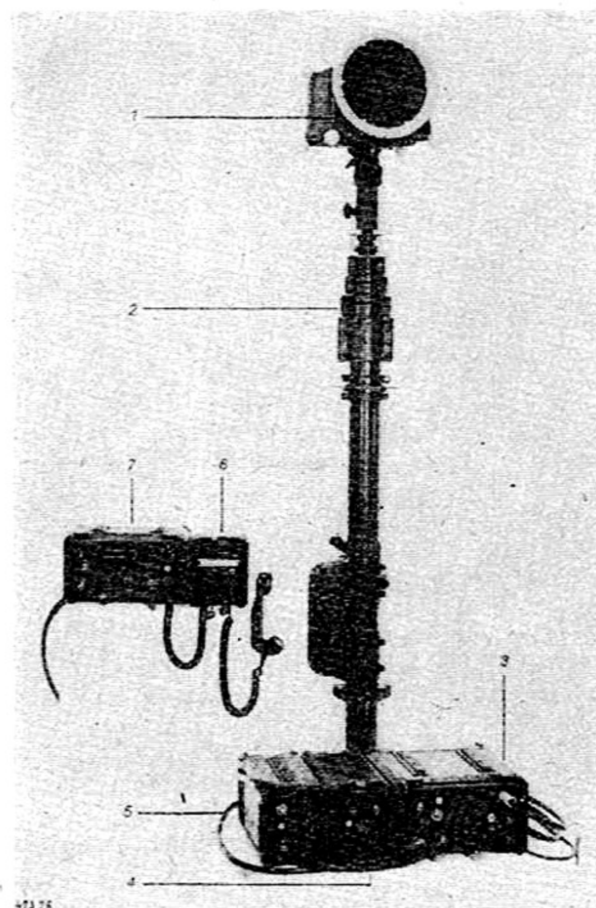


Rys. 3

Wzrastające zapotrzebowanie na systemy o dużych pojemnościach dało impuls do skonstruowania takich urządzeń pracujących w pasmach około 15 GHz. Ze względu na wpływ opadów atmosferycznych na propagację tych częstotliwości, maksymalne odległości pomiędzy stacjami nie powinny przekroczyć 20–30 km. Firma SIEMENS opracowała służący temu celowi system linii radiowych PSK 120/240/15000 pracujący z modulacją fazy (Phase Shift Keying) i umożliwiający przesłanie dwóch strumieni informacji po 8,448 MBit/s, co odpowiada około 2 × 120 kanałom telefonicznym.
Dzięki stosowaniu układów o dużej skali integracji udało się skonstruować urządzenie wraz z anteną paraboliczną, umieszczone w pudle o wymiarach 700×700×370 mm. Urządzenie to zawiera 4 systemy nadawczo-odbiorcze pracujące na jednej wspólnej antenie, czyli umożliwiające przesłanie sygnałów o pojemności odpowiadającej 4 × 240 = 960 kanałom telefonicznym. Moce nadajników w zależności od długości trasy wynoszą 100 lub 500 mW. Widok urządzenia przedstawiono na rys. 3.

PRZEWOŹNY ZESTAW LINII RADIOWYCH DLA CZĘSTOTLIWOŚCI 15 GHz

Przy współpracy firm AEG-TELEFUNKEN, SIEMENS i ST. EL. LORENZ, opracowano przewoźny zestaw linii radiowych (rys. 4), którego uruchomienie przez jedną osobę nie trwa dłużej jak 15 minut. Zestaw jest tak pomyślany, że część nadawczo-odbiorcza umocowana łącznie z anteną, znajduje się na teleskopowym maszcie, zaś część sterująca zawierająca modulator, demodulator i układ łączności służbowej może znajdować się w odległości do 200 m od masztu. Całość wykonana jest na tranzystorach.



Rys. 4.
1 – część radiowa z anteną, 2 – maszt, 3–5 urządzenie sterujące, 6–7 urządzenie łączności służbowej

A oto parametry techniczne zestawu.
- częstotliwość nośna: 15 GHz
- pojemność systemu: do 24 kanałów telefonicznych FDM lub 1024/1152 k bit/s (TDM) przy transmisji danych
- moc nadajnika: 100 mW
- czułość odbiornika: 12 dB
- długość skoku: do 15 km.

NIEKTÓRE NOWOŚCI ELEKTRONIKI I TECHNOLOGII ELEKTRONOWEJ W ZSRR

● Syntetyczne powłoki diamentowe

Coraz szersze zastosowanie praktyczne znajduje nowa, opracowana w ZSRR metoda napylania na metalu, a także na półprzewodnikach i dielektrykach, na diamencie naturalnym i innych podłożach niemetalicznych warstewki sztucznego (syntetycznego) diamentu, którego parametry przewyższają własności diamentu naturalnego pod względem twardości, nieścieralności, współczynnika rozszerzalności cieplnej i odporności na korozję.

Materiałem wyjściowym jest tani i dostępny grafit. Proces napylania przebiega w niskiej temperaturze (rzędu 77°K) i pod niskim ciśnieniem (około 10^{-5} tor), przy czym grubość warstewki można płynnie regulować w granicach $5 \cdot 10^{-4}$ — 6,0 μm. Wytrzymałość powłoki na rozciąganie wynosi około 800 kG/mm², jej twardość jest 3-krotnie, a moduł sprężystości 1,5-krotnie wyższy od odpowiednich wartości dla kryształu diamentu naturalnego.

Dotychczasowe dziedziny zastosowań: mikroelektronika (powłoki izolujące z przewodnictwem „p" i „n" wytrzymujące temperaturę do +300°C, niezmienne oporniki i kondensatory, optyka (warstewki ochronne, odbijające i przeświecające na soczewkach, zwierciadłach, pryzmatach), aparatura precyzyjna i zegary (podkładki, pryzmaty, łożyska i inne węzły tarcia nieulegające ścieraniu, głowice magnetofonowe, igły do adapterów), mikroskopia elektronowa (wysokiej jakości podłoża, próbniki), medycyna (nie tępiące się narzędzia chirurgiczne), fizyka jądrowa (okienka i przesłony małopochłaniające), przemysł narzędziowy (wiertła, świdry i inne narzędzia tnące).

● Fotowolt — nowy przetwornik energii

Przemysł radziecki produkuje seryjnie kilka typów przetwornika energii o napięciu od 110 do 900 woltów, skutecznie rywalizującego z baterią słoneczną, czego dowodem jest fakt, że nowy przetwornik o powierzchni 25 cm² znajdujący się w ognisku 100-krotnego koncentratora (zwierciadła lub soczewki) oddaje moc równą mocy baterii słonecznej o powierzchni 2500 cm². Ogniwa tworzące baterię przetwornika można łączyć szeregowo i równolegle, zależnie od żądanego napięcia i natężenia prądu. Ogniwa te są przezroczyste dla promieniowania podczerwonego o długości fali ponad 1,2 μm i dlatego nagrzewają się znacznie słabiej niż zwykła bateria słoneczna.

A oto parametry techniczne przetwornika Fotowolt (przy natężeniu oświetlenia 0,08 W/cm²).

● Radiolokatory meteorologiczne MRL

Pierwsze radary MRL zbudowane zostały w ZSRR już w połowie lat pięćdziesiątych. Obecnie Związek Radziecki jest jednym z największych w świecie producentów tego rodzaju urządzeń. Korzysta z nich służba meteorologiczna nie tylko w ZSRR, lecz i w krajach socjalistycznych, w Finlandii, na Kubie itd. Duże doświadczenia zakładów wytwórczych i stałe doskonalenie technologii produkcji stanowią podstawę wysokiej jakości radarów radzieckich. Znajdują one coraz szersze zastosowanie praktyczne w meteorologicznej obsłudze lotnictwa, umożliwiając:

— badanie w promieniu do 300 km charakteru, układu przestrzennego i tendencji rozwoju chmur,
— określanie z odległości do 100 km rodzaju chmur, ich granice (do wysokości 20 km) i uwarstwienie,
— wykrywanie niejednorodności dielektrycznych atmosfery, chmur deszczowych i burzowych,
— ustalanie intensywności opadów, nasycenia wodnego chmur i niebezpieczeństwa oblodzenia samolotów.

Zróżnicowane parametry techniczne poszczególnych typów (np. długość fali, moc w impulsie, długość impulsu, kąt ukierunkowania, czułość odbiornika, sposób sterowania anteną, możliwość sprzężenia z urządzeniami obliczeniowymi, moc pobierana) umożliwiają dokonanie wyboru optymalnego lokatora odpowiednio do konkretnych zadań.

● Telewizyjny mikroskop rentgenowski MIKRON 2

Przemysł radziecki opracował ostatnio serię mikroskopów rentgenowskich, które dzięki bardzo dużej rozdzielczości (10 μm) służą do badań mikrorentgenograficznych struktury materiałów, monokryształów, półprzewodników itp. Sercem mikroskopu retngenowskiego jest mikroogniskowa lampa rentgenowska o małych wymiarach ze stałą próżnią. Dzięki jej zastosowaniu poważnie zmniejszono gabaryty aparatu, oraz umożliwiono badania mikrorentgenograficzne bez konieczności stałego wytwarzania próżni.

Szczególnie interesującym rozwiązaniem wyróżnia się telewizyjny mikroskop rentgenowski MIKRON 2 wykorzystywany w produkcji układów scalonych i elementów pamięci magnetycznej do wykrywania defektów (pory, pęknięcia itp.) w mikrostrukturze materiałów niskoabsorbcyjnych.

W aparacie tym zastosowano specjalny widikon z berylową luką wejściową, spełniającą funkcję przetwornika promie-

Parametry	Typ przetwornika			
	110/220	1000	500	100
SEM (V)	110 lub 220	900	750	260
Prąd zwarcia (mA)	1,2 lub 0,6	0,35	0,05	0,05
Liczba ogniw w baterii (szt.)	700	3000	3100	1100
Gabaryty (bez oprawy) (mm)	40 × 46 × 0,6	110 × 43 × 0,6	52 × 27 × 0,6	20 × 20 × 0,6
Sprawność (%)	6÷8	6÷8	1,5÷2,5	1,5÷2,5
Masa — z oprawą (g)	50	70	40	10

...lowania rentgenowskiego. Obraz z widikonu odtwarzany jest na ekranie monitora o wymiarach 305 X 384 mm, przy czym skalę powiększenia badanego obiektu reguluje się w sposób ciągły obrotem gałki. Dopasowanie charakteru promieniowania rentgenowskiego do badanego materiału uzyskuje się przez regulację napięcia anodowego lampy rentgenowskiej od 5 do 45 kV, bądź stosowanie lamp rentgenowskich o różnych anodach (srebrne, żelazne, miedziane, niklowe, chromowe).

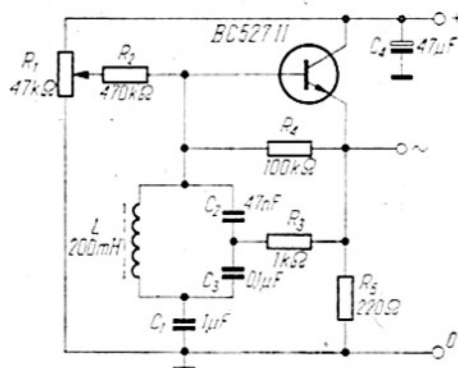
MIKRON 2 wyposażony jest w przystawkę do fotograficznej rejestracji obrazu telewizyjnego oraz w gniazda do przyłączenia magnetowidu.

(Na podstawie wydawnictwa „Radzieckl Eksport" nr 5/1975)

Eugeniusz Pawłusiewicz

PRZEŁĄCZNIK FOTOELEKTRYCZNY

Opisane tu urządzenie służy do zdalnego włączania i wyłączania lub przełączania urządzeń elektrycznych zasilanych z sieci prądu zmiennego 220 V (odbiorniki radiowe, telewizory itp.). Zdalne sterowanie przełącznika odbywa się za pomocą strumienia światła ze zwykłej kieszonkowej latarki elektrycznej. Wykorzystując latarkę elektryczną z żarówką 2,5 V (0,2 A) można spowodować działanie przełącznika z odległości 5—6 m. Latarka powinna mieć dobry reflektor z możliwością regulacji strumienia światła. Można używać latarek dowolnego typu, powinny one jednak dawać skupiony strumień światła.



Rys. 1. Schemat ideowy układu podstawowego

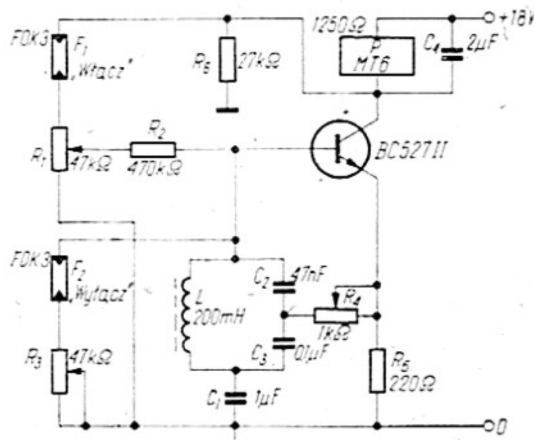
Na rysunku 1 przedstawiono schemat układu zastosowanego w przełączniku fotoelektrycznym. Jest nim generator małej częstotliwości (układ Colpittsa z uziemionym kolektorem). Częstotliwość jest zależna od wartości elementów obwodu rezonansowego: L, C_2, C_3.

W zależności od ustalenia punktu pracy tranzystora za pomocą potencjometru R_1 układ ten może znajdować się w jednym z dwóch stanów: w stanie generacji — prąd kolektorowy ma wówczas większą wartość oraz w stanie statycznym (drgania zostały zerwane) — prąd kolektorowy ma wówczas wartość małą. Te dwa stany układu wykorzystano do zrealizowania przełączania, wprowadzając w odpowiednie miejsca układu dwa fotorezystory.

Pierwszy stan równowagi stałej odpowiada wzbudzeniu się generatora, co następuje po doprowadzeniu do bazy tranzystora impulsu napięcia dodatniego. Prąd kolektorowy ma wówczas wartość około 8 mA.

Na rysunku 2 przedstawiono pełny schemat ideowy przełącznika fotoelektrycznego. Jak już wspomniano, sterowanie jego odbywa się za pomocą krótkotrwałego impulsu światła. W układzie zastosowano dwa fotorezystory typu FOK3 oznaczone na schemacie jako F_1 i F_2. Całość tworzy przełącznik, w którym przekaźnik P jest elementem wykonawczym.

Impuls światła działający na fotorezystor F_1 powoduje przejście do stanu „włączenie". Odpowiada to wzbudzeniu się generatora z równoczesnym włączeniem odbiornika prądu. Następny impuls światła działający na fotorezystor F_2 powoduje przejście do stanu „wyłączenie". Ten stan odpowiada zerwaniu drgań generatora z równoczesnym odłączeniem odbiornika prądu.



Rys. 2. Schemat ideowy przełącznika fotoelektrycznego

Drugi stan równowagi stałej odpowiada zerwaniu drgań generatora, co następuje po zmniejszeniu rezystancji pomiędzy bazą tranzystora a zaciskiem ujemnym zasilania układu.

Należy nadmienić, że przejście z jednego stanu w inny jest związane z naładowaniem lub rozładowaniem kondensatora C_1. Czas ten wynosi około 20 ms.

Włączenie i odłączenie odbiornika prądu odbywa się za pomocą zestyków przekaźnika P. Po równoległym połączeniu dwóch układów zestyków przełączających przekaźnik może włączać i wyłączać bezindukcyjne odbiorniki prądu o poborze mocy do 150 W przy napięciu zmiennym 220 V. Przekaźnik włączony w obwód kolektora tranzystora po-

winien zadziałać przy prądzie 8 mA (w niektórych przypadkach może zajść konieczność regulacji zestyków).[1])

Potencjometr R_1 służy do regulacji początkowego punktu pracy tranzystora i równocześnie czułości obwodu włączającego ($U_B \approx 0,1$ V przy obu zaciemnionych fotorezystorach).

Świetlny impuls włączający powoduje znaczne zmniejszenie oporu fotorezystora F_1. Napięcie dodatnie doprowadzone do kondensatora C_1 (przez obwód P, F_1, dzielnik R_1, R_2, L) powoduje jego naładowanie. Następuje wzbudzenie się generatora.

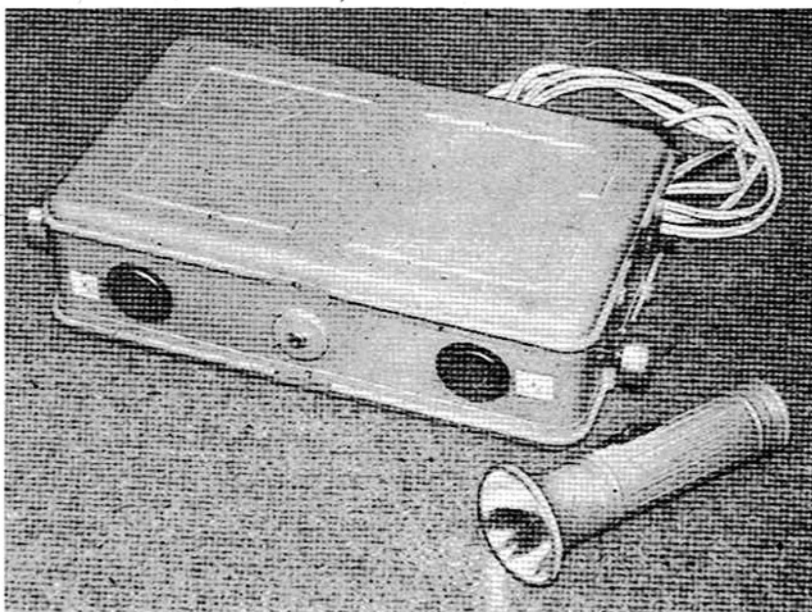
Świetlny impuls wyłączający powoduje znaczne zmniejszenie oporu fotorezystora F_2. Przez gałąź R_3, F_2 baza tranzystora łączy się z minusem zasilania, co powoduje zablokowanie tranzystora i zerwanie drgań generatora.

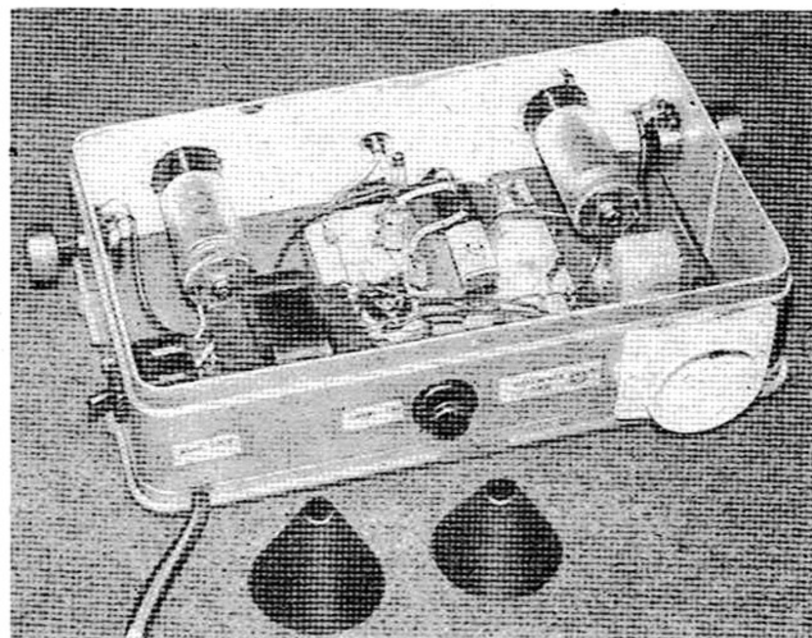
Opornik R_6 służy do zmniejszenia czułości obwodu włączającego. Opornikiem nastawnym R_4 ustala się optymalne sprzężenie zwrotne generatora.

Jak się okazało praktycznie — układ nie wymaga stosowania dodatkowych elementów temperaturowej stabilizacji punktu pracy tranzystora, natomiast napięcie zasilające powinno być stabilizowane.

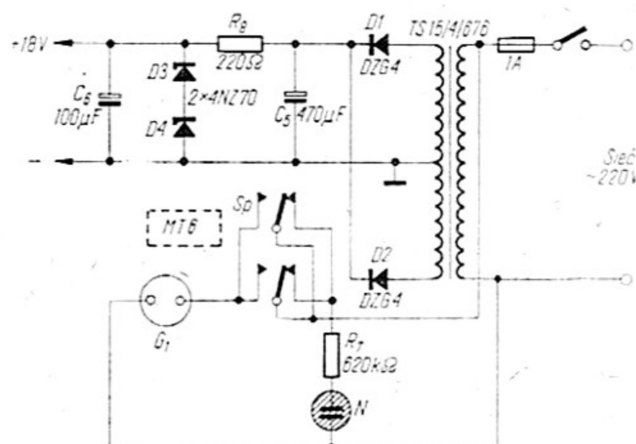
Regulację urządzenia należy przeprowadzać drogą eksperymentów aż do prawidłowego zadziałania.

Urządzenie powinno działać prawidłowo zarówno w dzień jak i w nocy. Przełącznik powinien być umieszczony w miejscu nie narażonym na bezpośrednie działanie światła dziennego lub sztucznego.





Rys. 4. Model przełącznika fotoelektrycznego



Rys. 3. Schemat ideowy zasilacza stabilizowanego

Oddziaływanie niepożądanego światła na fotorezystory można zredukować przez zastosowanie dodatkowych przysłon o kształcie lejków.
Przez odpowiednią regulację układu lub przez wyeliminowanie jednego z fotorezystorów można przekształcić urządzenie np. we włącznik zmierzchowy.
Cewka obwodu rezonansowego L ma ferrytowy rdzeń kubkowy F1001 M-33/23 (wymiary kubka nie odgrywają tu większej roli).

1) Zdaniem Redakcji, podane przez Autora obciążenie przekracza możliwości przekaźnika uruchamianego prądem 8 mA; należałoby zastosować kaskadowe połączenie dwóch przekaźników.

Urządzenie jest zasilane napięciem stabilizowanym 18 V. Zastosowano zasilacz o mocy nieco większej niż tego wymaga układ, a to ze względu na możliwość równoczesnego wykorzystania go do zasilania innych urządzeń tranzystorowych małej mocy.

Na rysunku 3 przedstawiono schemat ideowy zasilacza stabilizowanego. Zamiast dwóch diod Zenera połączonych szeregowo (w modelu użyto diod czechosłowackich) można zastosować krajową diodę np. BZP630-C18. Zestyki przekaźnika (*Sp*) służą do włączania lub odłączania odbiornika prądu przyłączonego do gniazda sieciowego G_1. Neonówka *N* wraz z opornikiem R_7 sygnalizuje odłączenie odbiornika. Na rysunku 4 (u góry) przedstawiono widok zewnętrzny modelu przełącznika fotoelektrycznego (wraz z latarką elektryczną), u dołu — wnętrze przełącznika oraz dwie lejkowate przysłony. Obudowa plastykowa ma wymiary: 240×145×73 mm. Szerokość modelu można znacznie zmniejszyć pod warunkiem dysponowania źródłem o silnie skupionym strumieniu światła.

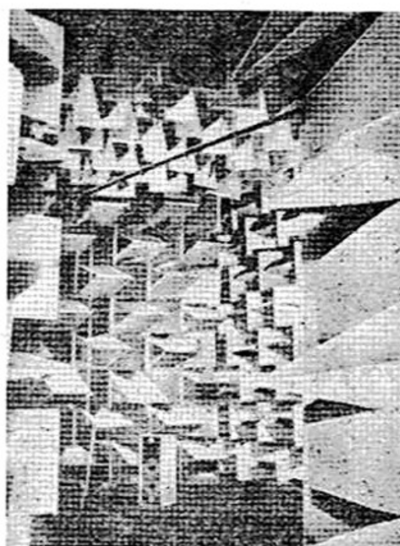
Przy eksploatacji urządzenia należy pamiętać o tym, że równoczesne naświetlenie obu fotorezystorów może spowodować niestabilność przełącznika (przeskakiwanie). Ze względu na konieczność zaciemnienia fotorezystorów, ich obudowy wykonano z aluminiowych kubków z nakrętką (stanowią one opakowanie fotograficznych błon zwojowych 6×9 cm). Zostały one oklejone wewnątrz czarnym matowym papierem (można do tego celu użyć również czarnej matowej farby). Na bocznych ściankach obudowy znajdują się pokrętła regulacji czułości.

ZESPOŁY GŁOŚNIKOWE (8)

Parametry i badanie zespołów głośnikowych

Głębsze wniknięcie w problem ujęcia istotnych własności zespołu głośnikowego w odpowiednie parametry wykazałoby, że w grę wchodzi aż kilkadziesiąt parametrów, których zmierzenie i porównanie przedstawia ogromne trudności. Zespół głośnikowy jest nadzwyczaj niewdzięcznym obiektem do ustalenia obiektywnych kryteriów oceny jego jakości. Ostatnio, przy intensywnym rozwoju techniki Hi-Fi, nadaje się wielkie znaczenie ocenie subiektywnej jakości działania zespołów głośnikowych pomimo tego, że aparatura pomiarowa została znakomicie udoskonalona i pojawiły się wielkie możliwości obróbki matematycznej wyników pomiarowych za pomocą komputerów. Jesteśmy na etapie, w którym zauważone subiektywnie walory lub wady staramy się powiązać z określonymi obiektywnie mierzonymi zjawiskami lub własnościami w celu stworzenia podstaw do ilościowego ich ujęcia oraz wyjaśnienia występujących współzależności. O tym jeszcze napiszemy, ograniczając się niżej do wyjaśnienia kilku podstawowych, powszechnie stosowanych i podawanych często w katalogach parametrów.

Obiektywne pomiary głośników i zespołów głośnikowych przeprowadza się w komorach bezechowych, to jest w specjalnie do tego przystosowanych pomieszczeniach, których ściany prawie całkowicie pochłaniają fale dźwiękowe.



Rys. 1. Komora bezechowa do badania głośników i zespołów głośnikowych
Widoczny jest badany zespół (materiały firmy GOODMANS)

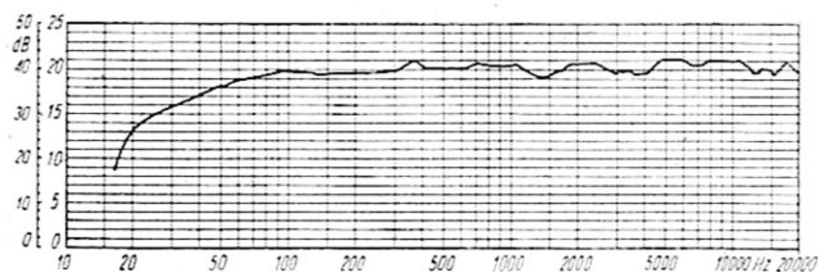
Na rysunku 1 przedstawiono wnętrze dużej komory bezechowej. Podłogę stanowi siatka metalowa, poniżej której znajduje się ściana bezechowa identyczna do pozostałych. Na rysunku jest widoczny badany zespół głośnikowy, przed którym umieszcza się mikrofon pomiarowy.

Niekiedy pomiary wykonuje się korzystając z otwartej przestrzeni w czasie bezwietrznych dni lub nocy, z dala od miasta i hałaśliwych obiektów. Główną oś promieniowania zespołu głośnikowego kieruje się najczęściej ku górze, umieszczając mikrofon pomiarowy na odpowiednim wysięgniku lub dużym pałąku z rurki metalowej.

Istnieją międzynarodowe i krajowe normy określające zasady pomiaru głośników i zespołów głośnikowych. Wielkie wytwórnie stosują poza tym własne metody badania. Normy te nie są całkowicie ujednolicone, chociaż wiele parametrów bada się identycznie lub podobnie.

Charakterystyka częstotliwościowa (charakterystyka przenoszenia, charakterystyka przetwarzania). Charakterystyka ta jest mierzona za pomocą mikrofonu umieszczonego w odległości 1 m lub 3 m przed zespołem głośnikowym. Zespół jest zasilany z generatora akustycznego przebiegiem sinusoidalnym o stałym napięciu. Przykładowa charakterystyka częstotliwościowa dobrego zespołu (uśredniona, tj. z wyrównaniem drobnych „ząbków") jest przedstawiona na rys. 2. Orientuje ona jak zmienia się ciśnienie akustyczne na osi głównej promieniowania.

Efektywność. Jest to parametr charakteryzujący pośrednio sprawność głośnika lub zespołu głośnikowego jako przetwornika elektroakustycznego. Jest to mianowicie średnia wartość ciśnienia akustycznego w pasmie 250÷4000 Hz, mierzonego w



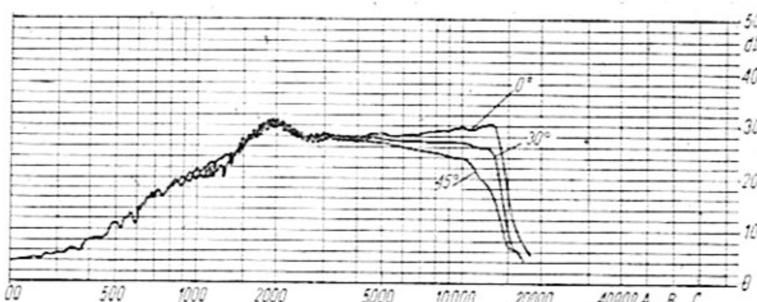
Rys. 2. Charakterystyka częstotliwościowa dobrego zespołu głośnikowego

odległości 1 m przy zasilaniu głośnika mocą 1 VA (ściślej — napięciem wydzielającym moc jednego wata w rezystancji równej liczbowo modułowi impedancji znamionowej głośnika), wyrażona w decybelach w odniesieniu do poziomu ciśnienia $2 \cdot 10^{-5}$ N/m² przyjętego za poziom zerowy. Parametr ten ma ważne znaczenie praktyczne. Zespół głośnikowy o efektywności 94 dB ma sprawność orientacyjnie 4-krotnie lepszą w porównaniu z zespołem o efektywności 88 dB. Zakładamy, że są to zespoły podobne o zbliżonych charakterystykach kierunkowości promieniowania.

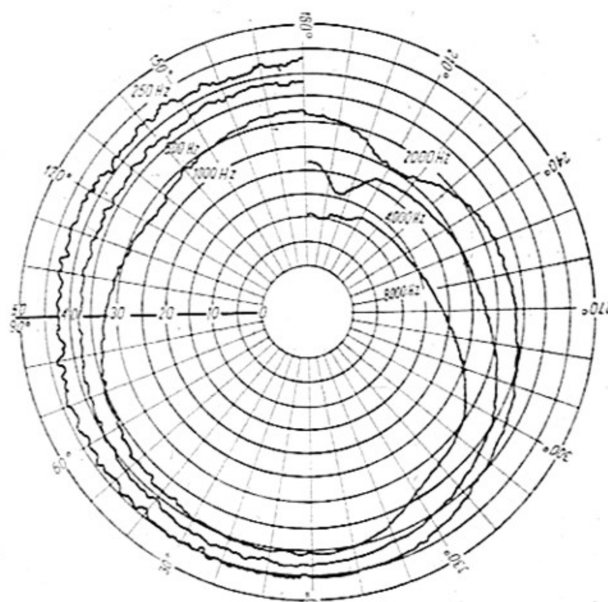
W katalogach firm niemieckich (RFN) i niektórych innych jest stosowany inny wskaźnik — moc użyteczna („Betriebsleitung" niem.). Jest to moc niezbędna do wytworzenia średniego ciśnienia akustycznego o poziomie 96 dB w odległości 1 m. Im większą sprawność ma zespół, tym wskaźnik ten jest mniejszy. W katalogach niektórych firm amerykańskich podawana jest czułość zespołu głośnikowego (ang. „sensitivity") wyrażona jako poziom ciśnienia akustycznego w decybelach, mierzonego w określonej odległości (np. 4 stopy, 15 stóp) przy doprowadzonej mocy 1 W. Jest to więc wskaźnik analogiczny do efektywności.

Charakterystyka kierunkowości promieniowania. Na rysunku 3 jest przedstawiona rodzina trzech charakterystyk częstotliwościowych głośnika wysokotonowego, pozwalających ocenić osłabienie dźwięku emitowanego pod pewnym kątem w stosunku do osi głównej promieniowania, czyli ocenić charakterystykę kierunkowości promieniowania. Na rysunku 4 uwidoczniono charakterystykę kierunkowości promieniowania innego głośnika, dającą bogatą informację o jego własnościach. Charakterystykę taką zdejmuje się zasilając głośnik przebiegiem szumowym i mierząc poziom ciśnienia akustycznego za pomocą selektywnych filtrów, tj. „wycinając" części pasma i obracając zespół głośnikowy lub głośnik.

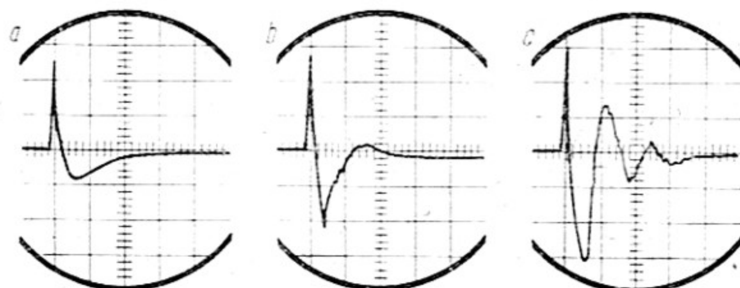
Przetwarzanie impulsów. Dźwięki naturalne i muzyka przypominają raczej serie impulsów niż przebieg sinusoidalny. Zdolność głośnika do dobrego, nie zniekształconego przetwarzania impulsów jest bardzo ważnym parametrem, chociaż trudnym do ujęcia liczbowego. Na rysunku 5 jest przedstawiony impulsowy przebieg akustyczny oraz „odpowiedzi" zespołów głośnikowych na ten przebieg. Na rys. 5b przedsta-



Rys. 3. Rodzina charakterystyk częstotliwościowych głośnika wysokotonowego, zdejmowanych pod trzema różnymi kątami (Celestion HF 1300 Mk II)



Rys. 4. Charakterystyka kierunkowości standartowego głośnika otwartego (przykład — materiały firmy PHILIPS: głośnik o mocy 4 W typu LBC 3031/00)



Rys. 5. Przetwarzanie impulsów przez zespół głośnikowy
a — przebieg zasilający zespół (odpowiadający oryginałowi); b — „odpowiedź" bardzo dobrego zespołu głośnikowego; c — „odpowiedź" miernego zespołu głośnikowego

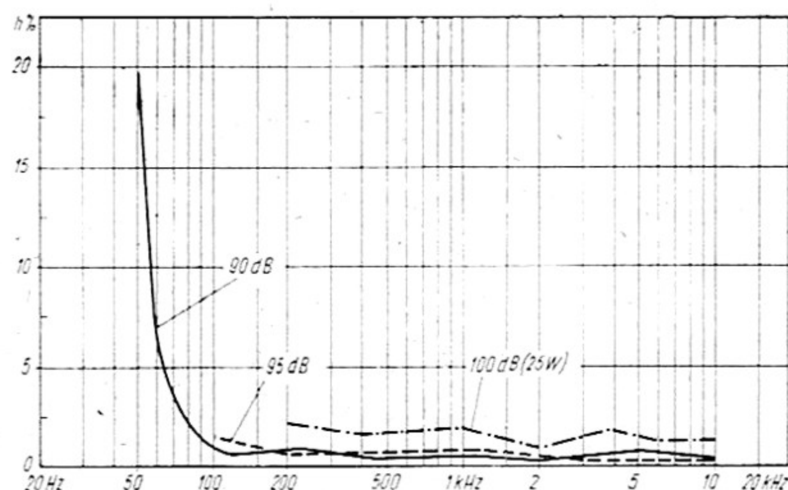
wiono impuls przetworzony przez bardzo dobry zespół głośnikowy, a na rys. 5c — przez zespół miernej jakości.

Zniekształcenia nielinearne. Na rysunku 6 przedstawiono charakterystyki współczynika zniekszałceń nielinearnych w zależności od częstotliwości i natężenia dźwięku. Najlepszym wskaźnikiem jakości głośnika jest charakterystyka trzeciej harmonicznej — takie właśnie charakterystyki przedstawiono na rysunku.

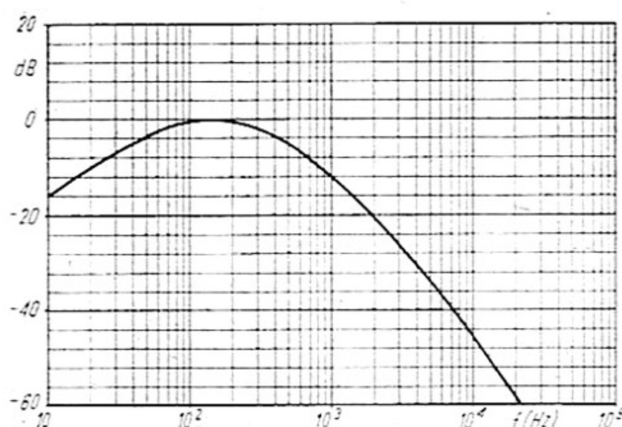
Widać z nich, że przy małych częstotliwościach akustycznych współczynnik zawartości harmonicznych może mieć znaczną wartość. Istotnie tak jest. Słuch ludzki jest jednak mało czuły na zniekształcenia nielinearne przy najmniejszych częstotliwościach.

Moc głośnika. Stwierdzono, że badanie mocy głośników i zespołów głośnikowych zmiennym przebiegiem sinusoidalnym jest mało celowe. Rozkład mocy dźwięków naturalnych uzasadnia przyjęcie pewnego umownego sposobu określania mocy. Jeżeli użyjemy źródła przebiegów szumowych i umieścimy za nim odpowiedni filtr o charakterystyce przedstawionej na rys. 7, to otrzymamy zróżnicowaną zależność mocy od częstotliwości. Moc głośnika określa się jako moc o widmie przedstawionym na rys. 7, wydzielaną w oporniku o rezystancji równej modułowi impedancji znamionowej głośnika, przy czym skuteczne napięcie mierzone na tym oporniku jest równe napięciu na badanym głośniku, doprowadzonym do głośnika przez okres 100 godzin i nie powodującym uszkodzeń głośnika ani zauważalnych zmian w jego parametrach. Niektóre wytwórnie zagraniczne podają moc znamionową głośnika określaną jako największą moc przebiegu sinusoidalnego, przy której zniekształcenia nielinearne głośnika lub zespołu głośnikowego nie przekraczają założonych, a głośnik nie ulega uszkodzeniu[1]).

Moc dla muzyki. W celu jej określenia doprowadza się do głośnika przebieg sinusoidalny o częstotliwości bliskiej najmniejszej przetwarzanej przez zespół głośnikowy (głośnik) częstotliwości, periodycznie na okres 2 sekund. Największa moc doprowadzana, przy której cewka nie uderza o nabiegunniki i nie zauwa-

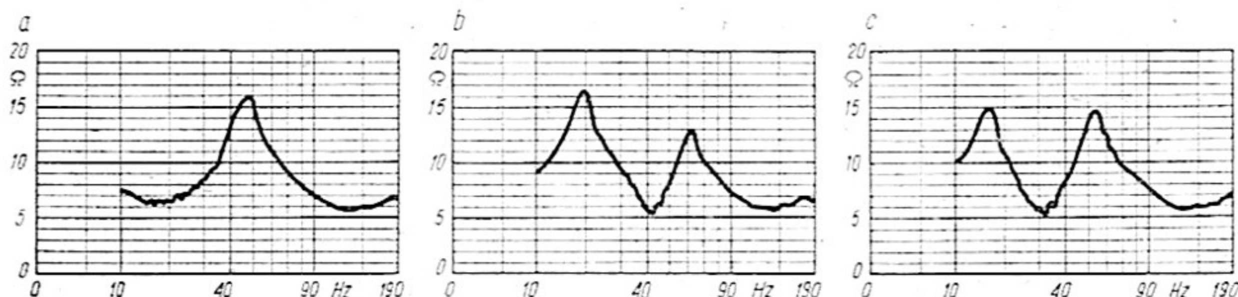


Rys. 6. Charakterystyki zawartości trzeciej harmonicznej w sygnale akustycznym zespołu głośnikowego w zależności od częstotliwości przy stałej intensywności dźwięku (przykład, zespół AVID 100; intensywność 100 dB jest maksymalną wg danych katalogowych)



Rys. 7. Charakterystyka filtru stosowanego przy określaniu mocy głośnika lub zespołu głośnikowego (norma DIN 45573); przed filtrem włącza się generator szumów i wzmacniacz. Za filtrem włącza się rezystor o wartości równej impedancji znamionowej głośnika, bądź badany głośnik

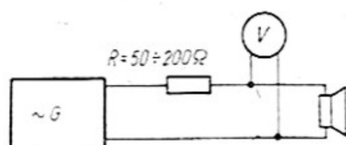
[1]) W katalogach angielskich „Power watts RSM".



Rys. 8. Impedancja wejściowa tego samego głośnika w różnych obudowach (przykład)
a — głośnik w wielkiej obudowie zamkniętej (ok. 300 dcm³); b — głośnik w obudowie z otworem „nastrojonej" na częstotliwość nieco większą niż częstotliwość rezonansowa głośnika; c — głośnik w obudowie z otworem „nastrojonej" dokładnie na częstotliwość rezonansową głośnika

ża się innych objawów wyraźnego przeciążenia głośnika, jest mocą dla muzyki.

Amator konstruujący zespół głośnikowy we własnym zakresie nie ma możliwości wykonania pomiaru ani jednego z wymienionych wyżej parametrów. Musi polegać na znanych mu danych katalogowych zastosowanych głośników i próbach subiektywnych. Może natomiast — mając generator akustyczny i miliwoltomierz lub woltomierz na prąd zmienny — wykreślić charakterystykę impedancji wejściowej głośnika. Na rysunku 8 są przedstawione charakterystyki impedancji wejściowej tego samego głośnika w różnych obudowach. Rysunek 8a przedstawia charakterystykę impedancji wejściowej głośnika w dużej obudowie zamkniętej. Na uwagę zasługuje nieznaczne podnoszenie się charakterystyki od 20 Hz w lewo. Wskazuje to na nieszczelność obudowy zamkniętej. W przypadku obudowy zupełnie szczelnej odcinek ten byłby poziomy. Na rys. 8b i 8c przedstawiono impedancję wejściową głośnika w obudowie z otworem. W pierwszym przypadku częstotliwość rezonansowa obudowy jest nieco większa niż częstotliwość rezonansowa głośnika (swobodnie zawieszonego), w drugim przypadku obudowa została nastrojona dokładnie na częstotliwość rezonansową głośnika i powstały dwa symetryczne maksima. Charakterystykę impedancji wejściowej zespołu głośnikowego możemy zmierzyć stosując układ przedstawiony na rys. 9 i ustawiając zespół w otwartym oknie lub na balkonie, w celu wyeliminowania wpływów rezonansów pomieszczenia.



Rys. 9. Układ pomiarowy do zdejmowania charakterystyki impedancji wejściowej głośnika lub zespołu głośnikowego

G — generator ze wzmacniaczem, V — woltomierz (miliwoltomierz), R — szeregowy opór

Próby oceny subiektywnej przeprowadzamy stosując najlepsze nagrania płytowe i sterując zespoły głośnikowe z najlepszej nam dostępnej aparatury.

Muzyka symfoniczna jest podstawą do wyciągnięcia wielu wniosków. W przypadku dobrych zespołów głośnikowych brzmi ona bardzo czysto (przejrzyście). Słychać doskonale poszczególne instrumenty i ich grupy. Nie powinno być słychać zniekształceń w zakresie tonów średnich przy równoczesnym brzmieniu wielu instrumentów. Basy powinny brzmieć pięknie, nie za „sucho". Bardzo wysokie tony powinny brzmieć czysto i przyjemnie (nie ostro). Podobne efekty powinny dać się ocenić w przypadku chórów z orkiestrą.

Przy odtwarzaniu koncertu fortepianowego powinna występować wyraźnie „współobecność" instrumentu w pomieszczeniu odsłuchowym. Powinno się wydawać, że fortepian znajduje się blisko, w tym samym pomieszczeniu. Uderzenia powinny brzmieć czysto bez zniekształceń i tendencji do „podbarwiania" ich częstotliwościami rezonansowymi zespołu głośnikowego.

Płyty z nagraniami muzyki organowej służą do sprawdzenia jakości odtwarzania najmniejszych częstotliwości akustycznych. Próbę przeprowadzamy przy wysokim poziomie głośności, pamiętając o tym, że wtedy słuch nasz może wnosić własne zniekształcenia nielinearne głównie wskutek nielinearności mechanicznego układu transmisyjnego ucha środkowego.

Współczesna muzyka taneczna i rozrywkowa może posłużyć jako test przetwarzania wielkich częstotliwości.

Dążymy do oceny przetwarzania: basów, tonów średnich i sopranów oraz zniekształceń nielinearnych, nierównomierności charakterystyki częstotliwościowej oraz ogólnego wrażenia co do wierności przetwarzania dźwięków przez badany zespół głośnikowy.

A.W.

mgr inż. Maciej Zenker

ZESTAW GŁOŚNIKOWY ZGS-10C

W literaturze fachowej, i nie tylko fachowej, spotyka się ostatnio różne określenia głośnika lub kilku głośników umieszczonych w obudowie: „zespół głośnikowy", „zestaw głośnikowy", „kolumna głośnikowa" to najczęściej spotykane nazwy. Obecnie przyjęta została oficjalnie nazwa „zestaw głośnikowy", która według normy PN-75/T-04751 dotyczącej metod elektrycznych badań głośników i zestawów głośnikowych oznacza: „Głośnik lub zespół głośników umieszczonych w obudowie; zespół dwóch lub więcej głośników może być wyposażony w zwrotnicę elektryczną".

„Zestaw głośnikowy składany" ZGS-10C stanowi komplet części, z wyjątkiem obudowy, zestawu głośnikowego ZG-10C o mocy 10 W produkowanego w Zakładach Wytwórczych Głośników TONSIL w wersjach 8 Ω i 15 Ω.

W wersji 8 Ω występują następujące elementy umieszczone w styropianowym pojemniku:

Głośnik niskokotonowy GDN 16/10 8 Ω	1 szt.
Głośnik wysokotonowy GDW 6,5/1,5 8 Ω	1 szt.
Kondensator MPHP-3-160 4 μF	1 szt.
Gniazdo głośnikowe GG3-1 lub GG2-1	1 szt.
Wtyczka głośnikowa WG2-1	1 szt.
Przewód Tlx20x0,15 czerwony	700 mm
Przewód Tlx20x0,15 biały	800 mm
Ekran	1 szt.
Planka poliuretanowa 210x350x3	1 szt.
Planka poliuretanowa 195x340x25	2 szt.
Planka poliuretanowa 195x340x15	3 szt.

Nakrętka M4	8 szt.
Wkręt M3x16	2 szt.
Podkładka 4,3	8 szt.
Podkładka 3,7	2 szt.
Wkręt do drewna 2x12	2 szt.
Drut cynowo-ołowiowy rdzeniowy (lut) 3K-LC60	5 g
Tkanina dekoracyjna 260x410	1 szt.

Głośnik GDN 16/10 jest głośnikiem niskotonowym przeznaczonym do pracy w obudowie zamkniętej. Cechą charakterystyczną tego głośnika jest bardzo duża podatność zawieszenia membrany. Podstawowym warunkiem dobrej pracy tego głośnika jest szczelność obudowy, bowiem membrana pracuje na poduszce powietrznej utworzonej przez wewnętrzne obudowy.

Najważniejsze parametry głośnika GDN 16/10: moc znamionowa 10 W, impedancja znamionowa 8 Ω lub 15 Ω, efektywność — 88 dB, częstotliwość rezonansowa bez obudowy — 40 Hz, w obudowie o pojemności 7,5 dcm³ — 70 Hz, górna częstotliwość graniczna — 9 kHz.

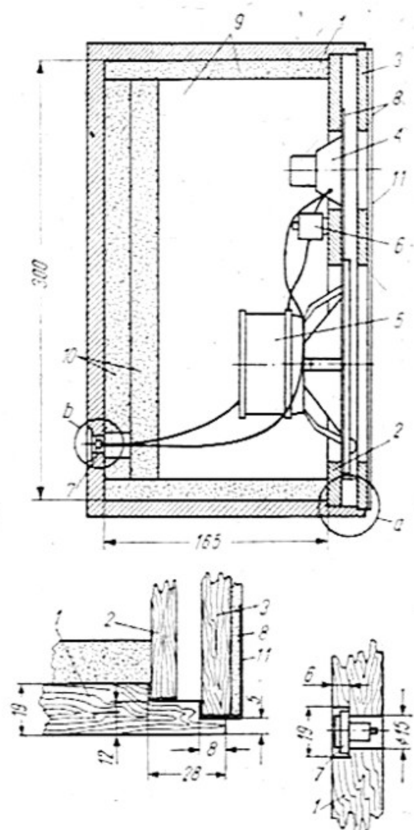
Głośnik GDW 6,5/1,5 jest głośnikiem wysokotonowym przeznaczonym do odtwarzania tonów wysokich, np. w zestawach głośnikowych dwudrożnych lub trójdrożnych.

Najważniejsze parametry: moc znamionowa — 1,5 W, impedancja znamionowa 8 Ω lub 15 Ω, efektywność — 91 dB, pasmo przenoszenia — 2÷17 kHz. Głośnik ten dobrze współpracuje z głośnikami niskotonowymi o mocy 15 W w układach, w których częstotliwość podziału wynosi co najmniej 2500 Hz. Może pracować również w układach o większej mocy znamionowej pod warunkiem, że częstotliwość podziału jest odpowiednio większa.

Wyprowadzenie do zasilania zestawu głośnikowego można wykonać dwoma sposobami: stosując gniazdo głośnikowe, tak jak podaje „Instrukcja montażu", lub dwużyłowy przewód o odpowiedniej długości, np. SMYp 2×0,5 albo 2×0,75 zakończony wtyczką WG2-1. Arkusze pianki poliuretanowej do wytłumienia obudowy mają wymiary odpowiednio większe, umożliwiające dopasowania ich do wymiarów obudowy. Wykonany ze sklejki ekran służący do umocowania głośników ma już wklejone śruby oraz naklejoną cienką piankę poliuretanową, której zadaniem jest uszczelnienie miejsca styku obrzeży głośników z ekranem.

Załączona do kompletu tkanina dekoracyjna jest tkaniną produkowaną specjalnie dla obudów głośnikowych. W przypadku zastosowania innej tkaniny należy przy jej doborze zwrócić uwagę na to, aby była ona akustycznie „przezroczysta", a więc stosunkowo rzadko tkana, o stosunku powierzchni „oczek" do grubości nitek jak największym. Gęstość tkaniny ma duży wpływ na przenoszenie wielkich częstotliwości.

Wykonanie obudowy można zlecić stolarzowi lub wykonać ją we własnym zakresie, przy czym forma plastyczna i wykończenie mogą być w zasadzie dowolne. Należy jednak pamiętać o spełnieniu następujących wymagań mających zasadniczy wpływ na parametry akustyczne zestawu głośnikowego:



Rys. 1. Przekrój zestawu głośnikowego i schemat ideowy wersji 8 Ω 1 — obudowa; 2 — ekran; 3 — ścianka dekoracyjna; 4 — głośnik wysokotonowy GDW 6,5/1,5; 5 — głośnik niskotonowy GDN 16/10; 6 — kondensator rozwidlający MPHP-3-160-4 μF; 7 — gniazdo dodatkowego głośnika GDG-1; 8 — pianka poliuretanowa ‡ 3; 9 — pianka poliuretanowa ‡ 15; 10 — pianka poliuretanowa ‡ 25; 11 — tkanina dekoracyjna

— pojemność wewnętrzna obudowy (netto) nie powinna być mniejsza niż 7 dcm³ i nie większa niż 10 dcm³,

— wymiary ekranu nie mogą być mniejsze niż 250×156 mm,

— głębokość wewnętrzna obudowy (mierzona od ekranu do ścianki tylnej) nie powinna być mniejsza niż 160 mm,

— obudowa powinna być wykonana z drewna lub materiału drewnopochodnego (płyta wiórowa, sklejka itp.) o grubości 15÷20 mm,

— należy zapewnić szczelność (hermetyczność) obudowy.

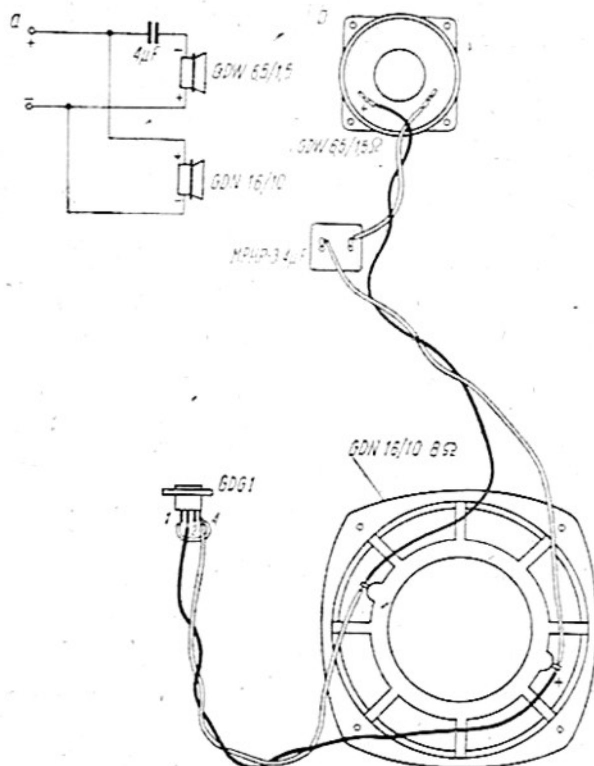
Na rysunku 1 podano wymiary wewnętrzne typowej obudowy oraz niektóre szczegóły wykonania. Ściankę dekoracyjną można wykonać jako ramkę z listwy o wymiarach poprzecznych np. 10×30 mm lub ze sklejki o grubości około 10 mm z otworami kwadratowymi lub okrągłymi o średnicy przynajmniej 140 i 70 mm rozmieszczonymi tak, aby znajdowały się dokładnie na wprost odpowiednich głośników. Ramkę należy okleić z jednej strony załączoną pianką poliuretanową o grubości 3 mm przy użyciu kleju „butapren" lub podobnego. Na całej powierzchni

aby nie wystąpiło „furkotanie" podczas pracy głośnika. Dobre wyniki można uzyskać w następujący sposób: na rozłożoną tkaninę kładzie się ramkę i tak obcina tkaninę, aby po zagięciu jej na tylną stronę ramki „zakładka" miała około 30 mm. Następnie należy posmarować butaprenem brzegi tkaniny i ramkę, a po przeschnięciu kleju docisnąć kolejno tkaninę najpierw wzdłuż jednej krawędzi, następnie silnie naciągnąć wzdłuż przeciwległej krawędzi i w analogiczny sposób kolejno wzdłuż dwóch pozostałych krawędzi. Mając gotową obudowę (ekran powinien być oczywiście wklejony do obudowy) można przystąpić do montażu zestawu głośnikowego.

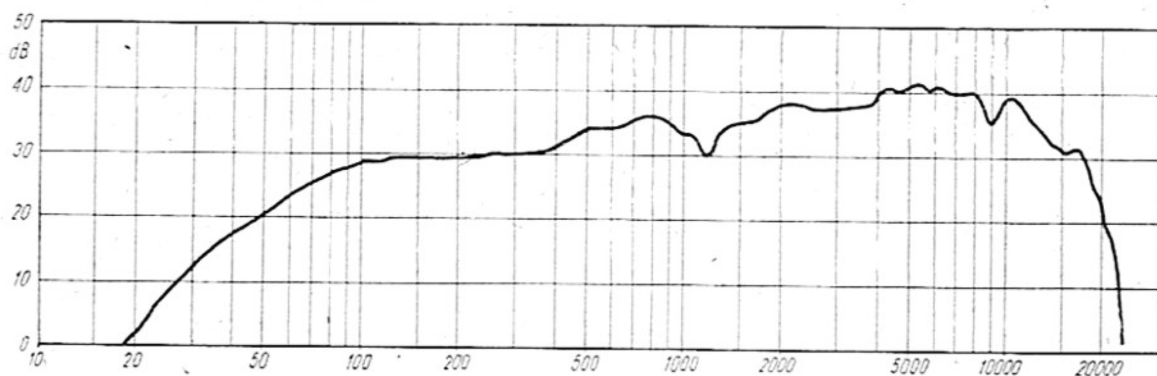
Elektryczny schemat ideowy i montażowy przedstawiono na rys. 2. Prawidłowo zmontowany zestaw w obudowie o pojemności 7,5 dcm³ ma charakterystykę częstotliwościową uwidocznioną na rys. 3.

Uwagi

1. W roku bieżącym wprowadzono do produkcji zestawu ZGS-10C głośnik GDN 16/15 o mocy 15 W produkowany na licencji japońskiej f-my PIONEER. Zastępuje on głośnik GDN 16/10. Zmieniono również kondensator MPH3-160 4 μF na kondensator MKSE-011-250 2,2 μF.



Rsys. 2. Schemat montażowy wersji 8 Ω



Rys. 3. Charakterystyka częstotliwościowa skuteczności zestawu głośnikowego zmontowanego w obudowie o pojemności 7,5 dcm³

otworów w ramce pianka powinna być usunięta. Po wyschnięciu kleju można przystąpić do założenia tkaniny dekoracyjnej na ramkę od strony przyklejonej pianki. Tkanina powinna być dobrze napięta,

2. Według podanych wyżej wskazówek można wykonać analogiczny zespół z głośników zakupionych jako oddzielne elementy. Można zastosować kondensator o pojemności 3,3÷4,7 μF (izolacja papierowa).

PRZEGLĄD WYDAWNICTW

PODSTAWY METROLOGII – *Janusz Piotrowski*. Państwowe Wydawnictwa Naukowe, Warszawa 1976. Wyd. I, nakład 3000 egz., stron 242, cena 32.– zł.

Jest to książka wydana jako specjalistyczna w niewielkim nakładzie. Z tego powodu może ujść uwadze szerszego grona elektroników, a szkoda gdyby tak było, gdyż jest to pierwsza pozycja w literaturze krajowej, w której w sposób systematyczny przedstawiono podstawy metrologii. Autor – pracownik naukowy Politechniki Śląskiej, w sposób bardzo uporządkowany omawia zagadnienia, których znajomość jest niezbędna zarówno przy prawidłowym wykonywaniu pomiarów laboratoryjnych, jak i dla dalszego poznawania tajników miernictwa elektronicznego, ogólnego i specjalistycznego. Szczególnie korzystne dla czytelnika jest to, że w książce potraktowano równorzędnie pomiary wszelkich wielkości elektrycznych i nieelektrycznych. Czytelnik otrzymuje w ten sposób pełny zasób wiadomości z podstaw metrologii, których niekiedy odczuwa się brak, gdy tylko poznaje się od razu specyfikę miernictwa elektronicznego.

Po wprowadzeniu w istotę metrologii, przedstawiono charakterystykę mierzonych wielkości, następnie rozpatrzono narzędzia pomiarowe, opisując przyrządy pomiarowe zarówno analogowe jak i cyfrowe oraz podano w przystępny sposób analizę błędów, ich definicje i klasyfikację, błędy systematyczne i przypadkowe, statyczne i dynamiczne. Wreszcie omówiono opracowywanie wyników pomiarów, sprawdzanie wskazań i wzorcowanie przyrządów pomiarowych.

Reasumując, w książce zawarte jest pewne minimum wiedzy o pomiarach i dlatego należy polecić ją wszystkim, którzy wiedzę tę chcą lub powinni sobie przyswoić. Opracowanie edytorskie i szata graficzna bardzo dobre.

A.S.

mgr inż. Leon Kossobudzki

Podstawowe wiadomości o układach techniki cyfrowej

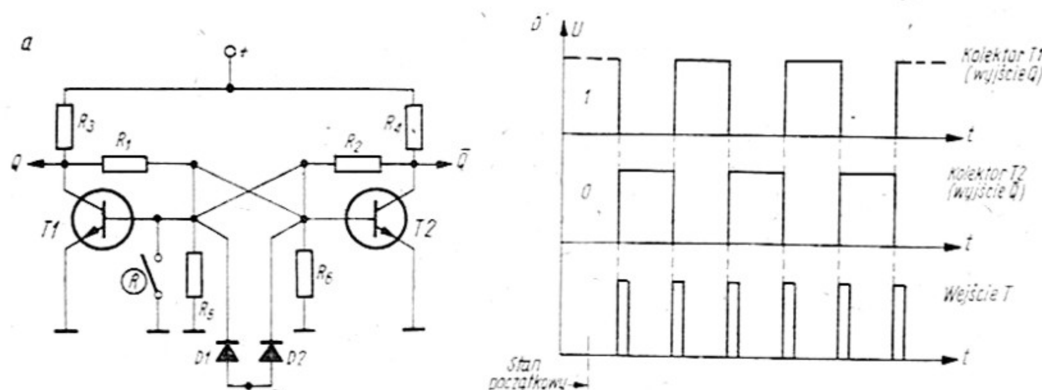
Część II

Przetwarzanie kodu dziesiętnego na dwójkowy za pomocą układów elektronicznych

W praktyce układów elektronicznych przejście z układu dziesiętnego na dwójkowy odbywa się za pomocą przerzutników (ang. flip-flop). Na rysunku 2a przedstawiono układ przerzutnika tranzystorowego, a na rys. 2b — przebiegi napięciowe na jego wejściu *T* oraz na kolektorach obu tranzystorów. W stanie początkowym tranzystor *T1* jest zablokowany, a tranzystor *T2* przewodzi. Na rezystorze R_4 występuje spadek napięcia powodujący obniżenie się napięcia U_{CE} tranzystora *T2* do wartości napięcia nasycenia bliskiej zeru. Napięcie to przenosi się przez rezystor R_2 do bazy tranzystora *T1*, podtrzymując stan zablokowania. Napięcie na kolektorze tranzystora *T1* jest równe praktycznie napięciu zasilania, a doprowadzane przez rezystor R_1 do bazy *T2* podtrzymuje stan otwarcia tego tranzystora. Stan taki jest stanem stabilnym. Jeżeli do wejścia *T* przerzutnika zostanie doprowadzony impuls dodatni, to wystąpi on na bazach obu tranzystorów, lecz zmiana stanu nastąpi tylko przy tranzystorze *T1* — dodatni impuls na bazie spowoduje jego otwarcie. W wyniku otwarcia tranzystora *T1* powstanie spadek napięcia na jego kolektorze, który przeniesiony przez rezystor R_1 do bazy tranzystora *T2* spowoduje jego zablokowanie. Napięcie na kolektorze *T2* wzrasta skokowo do wartości napięcia zasilania, po czym układ pozostaje w tym stanie do przyjścia następnego impulsu.

Następny impuls na wejściu *T* powoduje analogiczne działanie, lecz skierowane odwrotnie — znów odblokowuje się tranzystor *T2*, a zablokowuje tranzystor *T1*. Jak wynika z rys. 2b, na dwa impulsy wejściowe przypada tylko jeden impuls na jednym z kolektorów — tranzystorów *T1* lub *T2*. Impulsy na obu kolektorach są komplementarne względem siebie — gdy na jednym z kolektorów występuje impuls wyższego napięcia — określony umownie jako 1, to na drugim kolektorze występuje impuls niższego napięcia czyli 0. Jeden impuls na kolektorze przypadający na dwa impulsy wejściowe oznacza, że „z punktu widzenia" tego kolektora układ wykonuje dzielenie przez dwa.

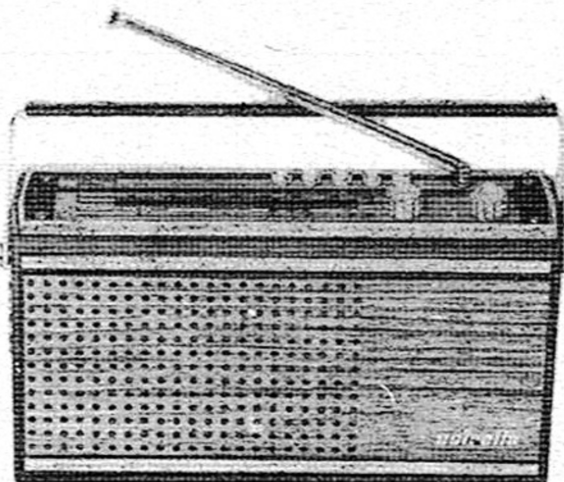
Przełącznik *R* (Reset) umożliwia przez zwarcie bazy tranzystora *T1* z masą przywrócenie w każdej chwili stanu początkowego, czyli zablokowanie tranzystora *T1*. Następny cykl dzielenia może się wtedy zacząć od ściśle ustalonego stanu. W praktyce zamiast przełącznika mechanicznego stosuje się zwykle impulsy. Zakładamy, że pierwszym impulsem jest dodatni impuls na kolektorze tranzystora *T1* (wyjście *Q*), oznaczony „1" na rys. 2b. W tym samym czasie na kolektorze tranzystora *T2* (wyjście $\overline{Q}$) istnieje stan „0". Impuls na wyjściu *Q* oznacza bit 0, impuls na wyjściu $\overline{Q}$ oznacza bit 1. Wyjście *Q* nazywa się wyjściem prostym, wyjście $\overline{Q}$ (czyta się „nie Q") jest wyjściem zanegowanym. Przerzutnik z rys. 2a zmienia swój stan podczas narastania impulsu wejściowego. Nie jest to regułą — równie łatwo jest uzyskać przerzutnik zmieniający stan podczas opadania impulsu wejściowego.



Rys. 2. Układ przerzutnika tranzystorowego
a — schemat ideowy, b — przebiegi napięciowe

Ponieważ rysowanie „wnętrza" każdego z układów przy projektowaniu złożonych układów cyfrowych utrudniałoby ich analizowanie (nie mówiąc już o rozmiarach rysunków), z zasady stosuje się rysowanie układów w postaci uproszczonej. Na rysunku 3 przedstawiono w postaci uproszczonej szeregowe połączenie czterech przerzutników oznaczonych symbolami FF. Zmiana stanu każdego z tych przerzutników następuje przy opadającym zboczu impulsu doprowadzonego do wejścia *T*; jedynie

Odbiornik radiowy ESTRELLA



Estrella — to przenośny tranzystorowy odbiornik radiofoniczny AM/FM o układzie opracowanym przez Zakłady Radiowe UNITRA-DIORA w Dzierżoniowie i przedstawionym schematycznie na rysunku (str. 258-259).

A oto jego charakterystyka techniczna.

Zakresy fal:

długie	165÷285 kHz
średnie	525÷1605 kHz
krótkie	5,9÷9,8 MHz
UKF	65,5÷73 MHz

Częstotliwość pośrednia:

AM — 465 kHz; FM — 10,7 MHz

Czułość użytkowa: przy P_{wy} = 50 mW i S/N = 20 dB dla toru AM oraz 26 dB i dewiacji 15 kHz dla toru FM

— z anteny ferrytowej
fale długie ≤ 3,0 mV/m
fale średnie ≤ 1,5 mV/m
— z anteny teleskopowej
fale krótkie ≤ 150 μV
UKF ≤ 30 μV

Selektywność:

AM ≥ 22 dB przy *fs* = 1 MHz i odstrojeniu ±9 kHz
FM ≥ 20 dB przy *fs* = 69 MHz i odstrojeniu ±300 kHz

Tłumienie sygnałów pośr.cz.:

AM ≥ 15 dB; FM ≥ 30 dB

Tłumienie sygnałów lustrzanych:

— z anteny ferrytowej
26 dB na falach długich przy *fs* = 250 kHz
20 dB na falach średnich przy *fs* = 1 MHz
— z anteny teleskopowej
6 dB na falach krótkich przy *fs* = 8 MHz
22 dB na UKF przy *fs* = 69 MHz

Elektroakustyczna charakterystyka przenoszenia:

— fale długie 250÷3550 Hz przy nierównomierności 18 dB
— fale średnie 250÷3550 Hz przy nierównomierności 14 dB
— UKF 250÷5000 Hz przy nierównomierności 14 dB

Poziom zakłóceń radioelektrycznych nie powinien przekraczać poziomu „N" wg PN-71/T-05203

Zasilanie:

bateryjne 6 V (bateria z 4 ogniw R14)
sieciowe — sieć 220 V, 50 Hz

Znamionowa moc wyjściowa:

700 mW przy *h* ≤ 10% i zasilaniu sieciowym
500 mW przy *h* ≤ 10% i zasilaniu bateryjnym

Pobór prądu:

≤ 200 mA przy P_{wy} = 500 mW i zasilaniu z baterii
≤ 350 mA przy P_{wy} = 700 mW i zasilaniu z sieci

Poziom przydźwięku sieci w stosunku do znamionowej mocy wyjściowej: —45 dB

Wymiary: 270 × 150 × 70 mm

Ciężar: około 1,7 kg bez baterii

Płytki:

TG — płytka główna; GF-26 — płytka głowicy UKF; DAF-35 — płytka detektora; ZT-4 — płytka zasilacza

Obsada półprzewodników:

Tranzystory

2 × BF195 — wzmacniacz w.cz., heterodyna i mieszacz FM

3 × BF194 — heterodyna i mieszacz AM, wzmacniacz pośr.cz. AM/FM

BC148 — przedwzmacniacz m.cz.

BC158 — stopień napędzający wzmacniacz końcowy mocy m.cz.

AC180K, AC181K — para komplementarna stopnia mocy m.cz.

AC180 — tranzystor oddzielający baterię (typ zastępczy: AC181)

BC211 — stabilizator napięcia stałego

Diody

OA47 — ogranicznik w głowicy UKF

AAP153 — dioda tłumiąca w głowicy UKF

2 × AAP153 — detektor stosunkowy FM

AAP152 — detektor AM

ZE2 — dioda stabilizująca

BZP587 — dioda stabilizująca punkt pracy tranzystorów stopnia mocy m.cz.

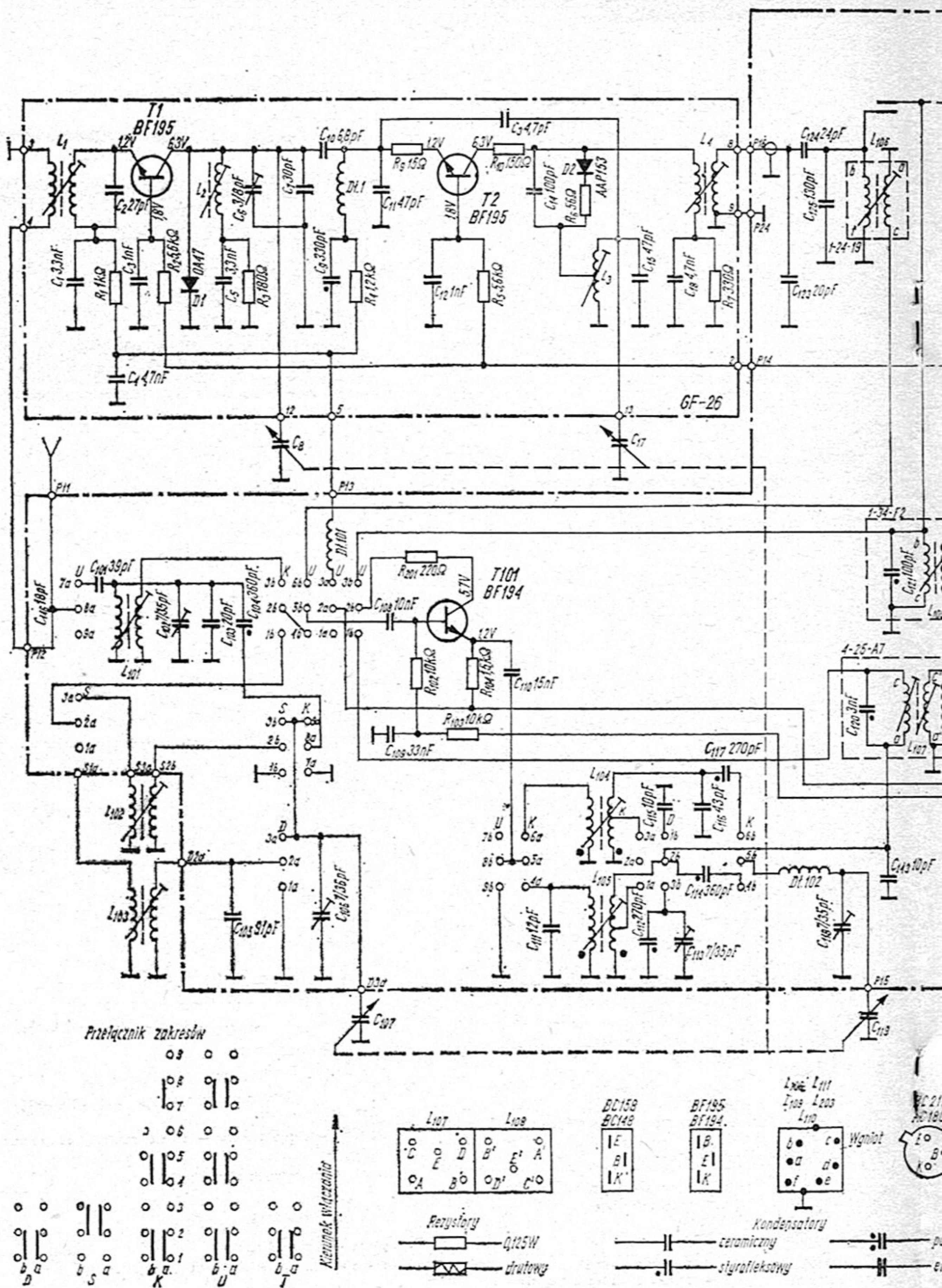
BZP611 — dioda Zenera — źródło napięcia odniesienia stabilizatora

BA561 — prostownik sieciowy

Gniazda dodatkowe:

górne — dla słuchawek
dolne — dla magnetofonu (tylko zapis).

M.W.



Rys. 1. Schemat ideowy od...

DAF-35

Z.T.-4

P.6.

poliestrowy

elektrolityczny

Częstotliwości strojenia

D 175 kHz

S 560; 1500 kHz

K 6; 9,5 MHz

U 66; 73 MHz

$f_h > f_s$

Uwaga:

1. punkty przy cewkach oznaczają początki uzwojeń
2. wszystkie pomiary napięć wykonano przyrządem o oporze 20 kΩ/V przy zasilaniu z sieci 220V/50Hz

a – we wzmacniaczu m.cz. i zasilaczu w stosunku do masy

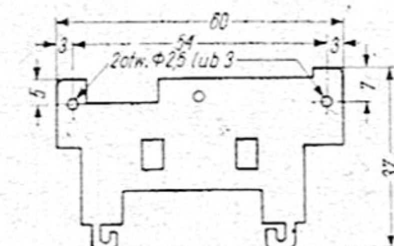
b – pozostałe w stosunku do punktu [X]

...t ideowy odbiornika radiowego Estrella

Usprawnienie przełącznika klawiszowego magnetofonu kasetowego MK 125

Pewną niedogodnością w obsłudze krajowych magnetofonów kasetowych jest konieczność stałego naciskania na klawisze podczas przewijania taśmy w kasecie. Klawisze mają występ, który wykorzystałem do ich blokady przy przewijaniu w pozycji włączonej (klawisz wciśnięty).

W płytce blokady mechanicznej klawiszy sterowania magnetofonem wykonałem dwa otwory o średnicy 2,5 mm (można również zastosować wiertło Ø 3 mm) — rys. W tym celu wymontowałem płytkę blokady z magnetofonu, po uprzednim zdjęciu tylnej ścianki obudowy magnetofonu i wykręceniu wkrętów mocujących płytkę obwodów drukowanych.



Układ płytki blokady klawiszy z dodatkowymi otworami

Przy trasowaniu otworów można posłużyć się śladami wytartymi na płytce blokady przez występy klawiszy.

Wprowadzona przeze mnie modernizacja nie spowodowała żadnych zakłóceń w obsłudze i pracy magnetofonu. Sądzę, że podobnej przeróbki można dokonać również w magnetofonach typu MK 121 i MK 122.

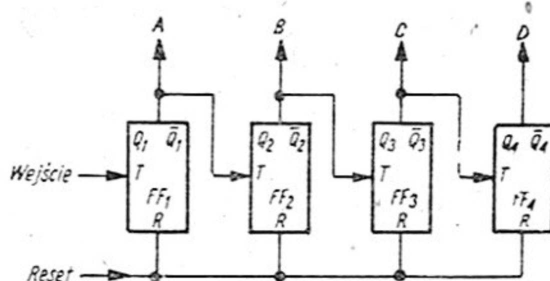
Krystian Czaplewski

OGŁOSZENIA



wejście R (Reset) reaguje na przednie zbocze impulsu. Wyjścia negowane $\overline{Q}$ są nie wykorzystane. Doprowadzenie do wejścia R impulsu dodatniego, powoduje przejście wszystkich przerzutników do stanu zerowego, czyli na wyjściach A, B, C i D wystąpi 0.

W tablicy 1 zestawiono stany wszystkich wyjść przerzutników przy doprowadzeniu do wejścia układu 16 kolejnych impulsów. Ostatni, szesnasty impuls powoduje wyzerowanie układu. Stany wyjść DCBA odpowiadają dla każdego kolejnego impulsu jego równoważnikowi w układzie dwójkowym, przy czym na wyjściu D występuje MSB (waga $2^3 = 8$), a na wyjściu A występuje LSB (waga $2^0 = 1$). Kolejne wagi bitów w czterobitowym kodzie dwójkowym wynoszą 8-4-2-1.



Rys. 3. Szeregowe połączenie czterech przerzutników

Tablica 1

Stany przerzutników

Po impulsie wejściowym	D	C	B	A
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1
10	1	0	1	0
11	1	0	1	1
12	1	1	0	0
13	1	1	0	1
14	1	1	1	0
15	1	1	1	1
16	0	0	0	0

Do wejścia pierwszego przerzutnika *FF*1 doprowadza się teraz ciąg impulsów. Opadające zbocze pierwszego impulsu wejściowego spowoduje zmianę stanu *FF*1 — na wyjściu A = Q_1 wystąpi 1. Opadające zbocze drugiego impulsu wejściowego powoduje znów przeskok przerzutnika *FF*1 i wyjście A wraca do stanu 0. Ponieważ wyjście A jest połączone z wejściem następnego przerzutnika *FF*2, opadające zbocze impulsu na wyjściu A (przy powrocie wyjścia A ze stanu 1 do stanu 0) powoduje zmianę stanu *FF*2 — wyjście B = Q_2 zmienia stan na 1. Trzeci impuls znów zmienia swym opadającym zboczem stan pierwszego przerzutnika z 0 na 1. Ponieważ wszystkie przerzutniki reagują tylko na opadające zbocze impulsu, przerzutnik *FF*2 nie zmienia stanu. Czwarty impuls powoduje znów powrót wyjścia A ze stanu 1 do stanu 0, a opadające zbocze impulsu powoduje zmianę stanu *FF*2. Stan wyjścia B zmienia się z 1 na 0, ponieważ zbocze impulsu jest opadające; następuje zmiana stanu przerzutnika *FF*3. Dalsze impulsy wejściowe powodują na tej samej zasadzie zmiany stanów poszczególnych przerzutników, łatwe do prześledzenia na rys. 4.

Składający się z czterech przerzutników licznik z rys. 3 jest więc licznikiem do 16, lub dzielnikiem przez 16. Następny, piąty przerzutnik połączony z wyjściem D, dałby dzielenie przez $2^5 = 32$, szósty dałby dzielenie przez $2^6 = 64$ itd. W wielu przypadkach bywa konieczne dzielenie przez 10, czyli licznik powinien zerować się nie po 16 impulsach, jak w omawianym przypadku, lecz po 10 impulsach na wejściu. Realizacja takiego układu zostanie opisana dalej. Dla impulsów wejściowych od 1 do 9 tablica stanów jest identyczna z tablicą 1, dziesiąty impuls powoduje zerowanie. Łatwo zauważyć, że każdemu impulsowi przedstawiającemu liczbę od 1 do 9 odpowiada inny stan wyjść DCBA, czyli liczby układu dziesiętnego zostały zakodowane w postaci dwójkowej. Kod ten nosi nazwę kodu BCD (Binary Coded Decimal), czasem też od wag kolejnych bitów zwany kodem 8421.

Skrót nazwy kodu (BCD) nie ma nic wspólnego z oznaczeniami wyjść ABCD liczników.

Kod BCD łączy w sobie zalety zarówno układu dwójkowego (wymaga tylko dwóch stanów) jak i dziesiętnego — przedstawienie kilkucyfrowej liczby w kodzie BCD odbywa się jak w układzie dziesiętnym, lecz każda z cyfr składowych jest wyrażona w formie dwójkowej.

Przykładowo, liczbę 9835 wyraża się w kodzie BCD pod postacią:

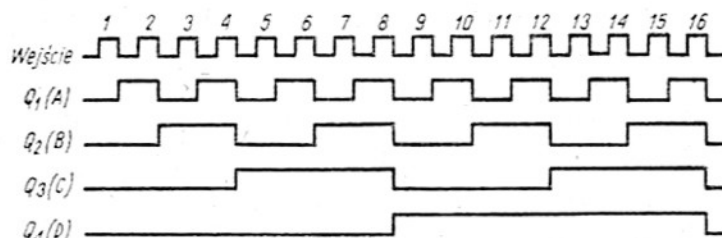
1001 1000 0011 0101

Stosowane w praktyce kody cyfrowe

Kod BCD wykorzystuje tylko 10 spośród możliwych 16 stanów, reprezentowanych przez słowo 4-bitowe. Spośród tych 16 stanów można utworzyć inne kody, służące do przedstawienia liczb dziesiętnych w postaci dwójkowej. Jedynym warunkiem jest tu niepowtarzanie się oznaczeń liczby. Stany nie występujące w danym kodzie nazywają się wtedy stanami fałszywymi.

Tworzenie różnych kodów (wraz z kodami zawierającymi więcej bitów jest ich już kilkadziesiąt) było podyktowane próbami uproszczenia niektórych operacji w rodzaju dodawania, odejmowania, wyznaczania uzupełnień do jakiejś cyfry (przeważnie do 9), korekcji błędów, kodowania i dekodowania. Zestawienie najczęściej spotykanych kodów podaje tablica 2.

Kod BCD (8-4-2-1) jest kodem używanym najczęściej w technice pomiarów cyfrowych.



Rys. 4. Stany na wyjściach Q przerzutników z rys. 3 przy podawaniu na wejście pierwszego przerzutnika 16 impulsów

Tablica 2

Zestawienie częściej stosowanych kodów cyfrowych

Liczba dziesiętna	BCD	Aiken	Plus 3	Gray	Gray + 3	2 z 5	2 + 5
0	0000	0000	0011	0000	0010	11000	00001 01
1	0001	0001	0100	0001	0110	00011	00010 01
2	0010	0010	0101	0011	0111	00101	00100 01
3	0011	0011	0110	0010	0101	00110	01000 01
4	0100	0100	0111	0110	0100	01001	10000 01
5	0101	1011	1000	0111	1100	01010	00001 10
6	0110	1100	1001	0101	1101	01100	00010 10
7	0111	1101	1010	0100	1111	10001	00100 10
8	1000	1110	1011	1100	1110	10010	01000 10
9	1001	1111	1100	1101	1010	10100	10000 10
Waga	8421	2421	—	—	—	74210	43210 50

Symetryczny kod Aikena (2-4-2-1) zwany tak od nazwiska amerykańskiego matematyka H.H. Aikena, odpowiada w liczbach 0 do 4 kodowi BCD. Do liczb dwójkowych odpowiadających w kodzie BCD liczbom dziesiętnym 5 do 9 w kodzie Aikena dodaje się 0110 (= 6). Każda z liczb kodu Aikena po inwersji (odwróceniu, czyli zamianie w liczbie wszystkich 1 na 0, a wszystkich 0 na 1) tworzy liczbę stanowiącą uzupełnienie do 9. Przykładowo: 2 = 0010, odwrócenie 1101 = 7, stanowiące uzupełnienie do 9 = 1111.

Kod jest przeznaczony do stosowania w komputerach.

Kod „Plus 3", zwany też kodem „Excess 3", XS-3 lub kodem Stibitza, wywodzi się z kodu BCD, do którego wszystkich liczb dodano 0011 (= 3). Przejście na kod dziesiętny dokonuje się analogicznie jak przy kodzie BCD, odejmując od wyniku 3. Przykładowo:

$$1100_{Plus\,3} = 1 \cdot 8 + 1 \cdot 4 + 0 \cdot 2 + 0 \cdot 1 - 3 = 9$$

Kod Graya, zwany też kodem cyklicznym, charakteryzuje się różnicą dwóch sąsiednich liczb tylko o jeden bit. Służy do cyfrowego kodowania kątów położenia lub obrotu. Kod „Graya + 3" wywodzi się z kodu Graya, do którego wszystkich liczb dodano 0010 = 3 w kodzie Graya.

W dwóch ostatnich kolumnach tablicy podano przykłady kodów zawierających więcej niż 4 bity. Pięciobitowy kod „dwa z pięciu" o wagach 7-4-2-1-0 wykorzystuje z 2^5 = = 32 tylko te możliwości, w których bit 1 występuje 2 razy. Jest on używany do dalekopisów przy magazynowaniu danych na taśmie perforowanej. Kod „2 + 5" składa się z dwubitowej części o wagach 5-0 oraz pięciobitowej części o wagach 4-3-2-1-0.

W praktyce spotyka się również często kod ASCII (Alphanumerical Standard Code for Information Interchange — Standardowy Kod Alfanumeryczny do Wymiany Informacji). Jest to w zasadzie 7-bitowy kod dwójkowy, bądź wykorzystywany częściowo, bądź też uzupełniany o dodatkowe bity. Tak np. w układach z odczytem alfanumerycznym informacji (tzn. z odczytywaniem cyfr, liter i znaków pisarskich) stosuje się 6 bitów kodu ASCII, co daje 2^6 = = 64 kombinacje. Przy transmisji danych zakodowanych w 7-bitowym kodzie ASCII do każdego słowa 7-bitowego dodaje się bit startowy (sygnał początku przesyłania) i dwa bity końcowe (sygnał końca przesyłania); jeszcze jeden bit służy czasem do kontroli ew. występujących błędów transmisji.

Oprócz powszechnie dotychczas używanych oznaczeń algebraicznych stanów lub bitów (0 i 1) wprowadza się coraz częściej oznaczenie L (Low — niski) dla 0 i H (High — wysoki) dla 1, aby logiczne 1 nie myliło się z cyfrą 1. W literaturze niemieckiej stosuje się ponadto oznaczenia 0 dla zera i L (Logik) dla 1. Godne polecenia jest stosowanie nowych oznaczeń, tzn. „L" i „H" dla dawnego „0" i „1" stanów logicznych.

(Dc. w następnym numerze)

inż. Antoni Biliński – SP7XX

Amatorskie zastosowania układu scalonego UL1202L

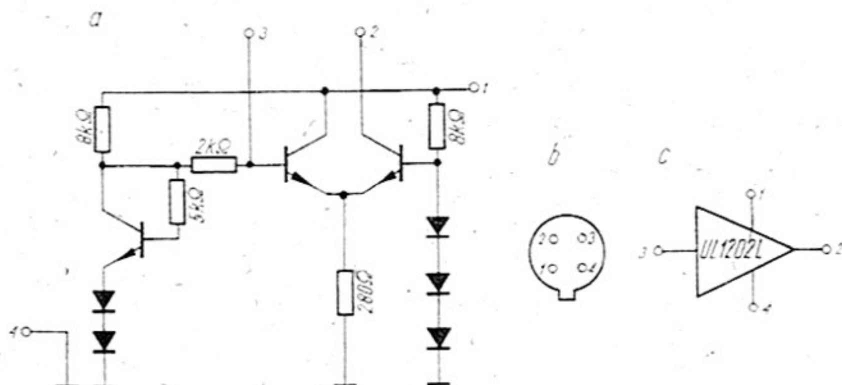
Katalog elementów półprzewodnikowych UNITRA (tom II), dotyczący układów scalonych, podaje przeznaczenie układu scalonego UL1202L w następującym brzmieniu: *monolityczny układ scalony — przeznaczony do stosowania jako wzmacniacz częstotliwości pośredniej w torze FM; układ ten zawiera szerokopasmowy wzmacniacz różnicowy wraz z elementami polaryzacji.*

Na rysunku 1a przedstawiono schemat ideowy wzmacniacza, na rys. 1b — układ wyprowadzenia elektrod (widziany od strony wyprowadzeń), a na rys. 1c — symbol graficzny wzmacniacza scalonego. W niniejszym artykule podany jest opis nietypowych zastosowań UL1202L, toteż podstawowe jego przeznaczenie zostało pominięte, a zainteresowanych nim odsyłam do schematu ideowego odbiornika radiofonicznego „Elizabeth Stereo".

PRZYKŁADY NIETYPOWYCH ZASTOSOWAŃ UL1202L W UKŁADACH AMATORSKICH

■ Generator 468 kHz

Na rysunku 2 przedstawiono schemat ideowy generatora, w którym elementem dodatniego sprzężenia zwrotnego jest piezoceramiczny filtr 468 kHz, typu PF1P22 produkcji radzieckiej, od odbiornika „Meridian". Potencjometr nastawczy w obwodzie filtru służy do regulowania amplitudy sygnału w.cz. Wzrost rezystancji powoduje zmniejszenie amplitudy, jednak wpływa korzystnie na kształt przebiegu, a co zatem — zmniejsza



Rys. 1

się zawartość harmonicznych. Generator ten może znaleźć zastosowanie np. przy strojeniu wzmacniaczy pośr.cz. jako źródło sygnału w układach pomiarowych. Można go również zastosować jako generator BFO (generator nieprzestrajalny) w odbiornikach o częstotliwości pośredniej 468 kHz.

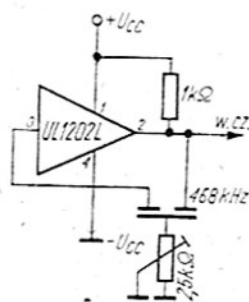
A oto zależności parametrów od zmian napięcia zasilania.

U_{zas} [V]	9	12	15	20	24
U_{wyj} [V]	0,2	0,47	0,74	0,91	0,95
F_{osc} [kHz]	469,077	469,078	469,074	469,074	469,074

Jak widać, tam gdzie jest wymagana stałość częstotliwości przy dowolnej amplitudzie, stabilizacja napięcia zasilania jest zbędna.

Generator 10,7 MHz

Układ generatora jest identyczny jak na rys. 2 z tym, że zastosowano filtr piezoceramiczny 10,7 MHz produkcji japońskiej firmy MURATA. Zakres stosowania gneratorów z rezonatorami piezoceramicznymi jest bardzo ograniczony ze względu na mały wybór częstotliwości takich rezonatorów.



Rys. 2

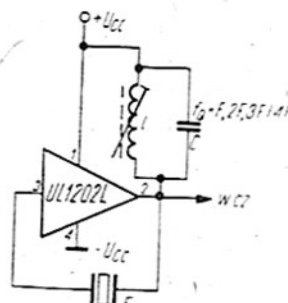
Zastępując rezystor 1 kΩ obwodem rezonansowym dostrojonym do częstotliwości drugiej lub trzeciej harmonicznej, można uzyskać dwu- lub trzykrotne powielenie częstotliwości podstawowej.

Generatory kwarcowe

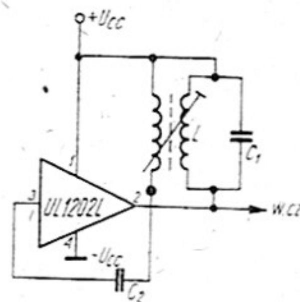
Podobnie jak w poprzednich przykładach układ scalony UL1202L można zastosować do budowy generatorów stabilizowanych rezonatorem kwarcowym. Układ takiego generatora przedstawiono na rys. 3. Różnica polega na tym, że do otwartego obwodu kolektora (wyprowadzenie nr 2), zamiast rezystora 1 kΩ należy przyłączyć obwód rezonansowy, dostrojony do pierwszej, drugiej, trzeciej lub czwartej harmonicznej zastosowanego rezonatora kwarcowego. Zmieniając parametry obwodu rezonansowego (zmiana wartości *L* lub *C*), można regulować w niewielkim zakresie częstotliwość generowanego sygnału. Dla poprawienia stabilności powinno się stosować stopień separujący. Układ pracuje poprawnie przy zmianach napięcia zasilania od 3 V do 24 V, zmienia się tylko w niewielkim zakresie amplituda sygnału wyjściowego. Generator wypróbowano z rezonatorem częstotliwości 27,12 MHz i uzyskano dobre wyniki.

Generatory LC

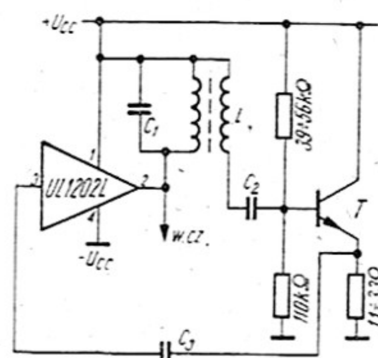
Generator pracujący w układzie Meissnera został wielokrotnie zastosowany w różnych układach amatorskich. Schematy ideowe takich generatorów przedstawiono na rys. 4 i 5. Układ z rys. 4 nadaje się doskonale tam, gdzie nie występuje konieczność zmiany częstotliwości w dużych granicach. Obwód rezonansowy został umieszczony w obwodzie kolektorowym, zaś cewka sprzęgająca łączy się poprzez kondensator sprzęgający z obwodem bazy. Dla uzyskania drgań należy uwzględnić odpowiedni kierunek uzwojeń tak, aby zachować warunek dodatniego sprzężenia zwrotnego. Liczba zwojów cewki sprzęgającej zwykle wynosi od 20 do 30% liczby zwojów cewki obwodu rezonansowego.



Rys. 3

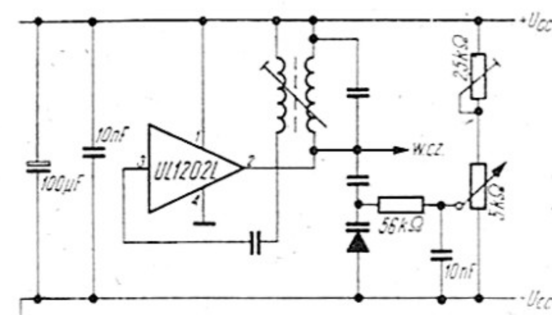


Rys. 4



Rys. 5

Na rysunku 6 przedstawiono schemat generatora *LC* wykorzystanego jako generator BFO do odbiornika komunikacyjnego. Przestrajanie częstotliwości o ±1,5 kHz uzyskano stosując diodę pojemnościową, polaryzowaną potencjometrem umieszczonym na płycie czołowej. Nie trzeba dodawać, że przy takim rozwiązaniu nie trzeba stosować kondensatora

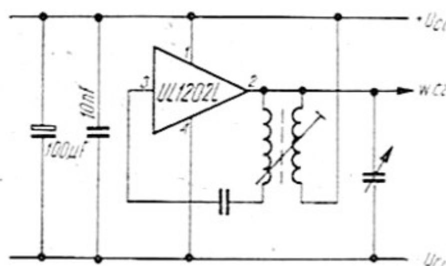


Rys. 6

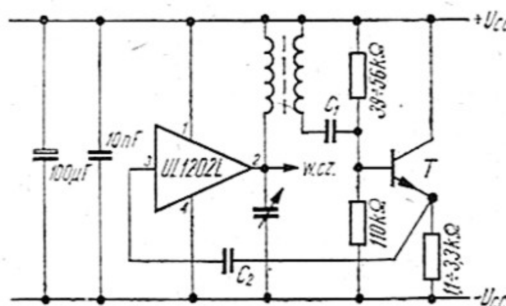
dostrojczego. Zamiast właściwych diod pojemnościowych można stosować diody Zenera lub nawet złącza baza-emiter tranzystorów krzemowych. Wartość napięcia polaryzującego nie może przekraczać napięcia Zenera. Na wielkość potrzebnej dewiacji ma oczywiście wpływ wielkość kondensatora współpracującego z diodą pojemnościową.

Przestrajany generator w.cz.

Na rysunkach 7 i 8 przedstawiono schematy przestrajalnego generatora w.cz., który może znaleźć zastosowanie jako generator pomiarowy lub jako oscylator dowolnego odbiornika



Rys. 7

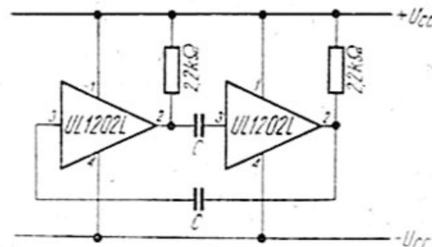


Rys. 8

radiofonicznego. Wadą układu z rys. 7 są duże zmiany amplitudy sygnału wyjściowego. Przez wprowadzenie do układu prostego wtórnika emiterowego uzyskuje się dostatecznie dobrą stałość amplitudy sygnału wyjściowego. Ze względu na dużą impedancję wejściową wtórnika, kondensator sprzęgający z obwodem rezonansowym może być odpowiednio mały, natomiast wyjście wtórnika należy połączyć dużym kondensatorem (rzędu kilku nanofaradów) z obwodem bazy.

Multiwibrator

Do zbudowania multiwibratora potrzebne są dwa wzmacniacze UL1202L. Układ taki przedstawiono na rys. 9. Kształt sygnału wyjściowego nie jest idealny, przypomina kształt sygnału z najbardziej prymitywnego multiwibratora bez układów korekcyjnych. Stosując dwa



Rys. 9

kondensatory o wartościach 10 nF uzyskano częstotliwość 700 Hz, zaś przy 560 pF — 125,8 kHz.

Przedstawione powyżej przykłady świadczą o szerokich możliwościach aplikacyjnych układu scalonego. Układy te w wielu przypadkach mogą konkurować pod względem ceny i upakowania z układami zawierającymi elementy dyskretne, zapewniając przy tym większą niezawodność. Wydaje się, że podane układy generacyjne znajdą zastosowanie nie tylko w amatorskich, ale i w profesjonalnych urządzeniach.

Należy oczekiwać, że koledzy zajmujący się konstruowaniem układów elektronicznych z nowoczesnymi podzespołami, podzielą się również swoimi osiągnięciami na łamach naszego miesięcznika.

Polowe tranzystory mocy we wzmacniaczu akustycznym

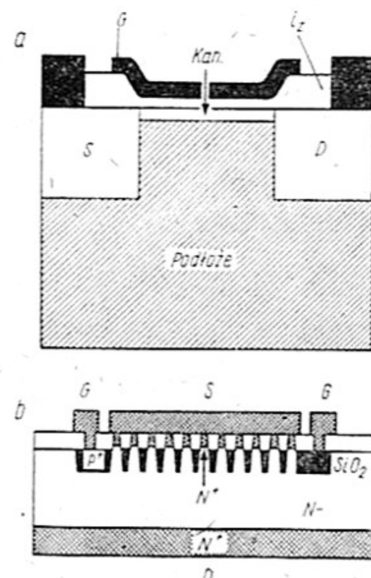
Gdy zaczęto dokładnie analizować działanie tranzystorowych wzmacniaczy Hi-Fi, okazało się, że audycja z określonej mocy wzmacniacza tranzystorowego brzmi inaczej (gorzej) niż przy zastosowaniu wzmacniacza lampowego o takiej samej mocy i porównywalnych wskaźnikach zniekształceń nieliniowych.

Wyjaśniono, że te niekorzystne różnice powodowane są przez dwie właściwości bipolarnych tranzystorów mocy. Pierwsza z nich to zdolność układów z tranzystorami bipolarnymi mocy do takiego zniekształcania przebiegu, że pojawiają się harmoniczne wyższego rzędu (trzeciego i wyższych). Trzeba nadmienić, że zawartość harmonicznych wyższego rzędu jest przez słuchacza lepiej wyczuwana jako zniekształcenie niż zawartość tylko drugiej bądź drugiej i trzeciej harmonicznej. Wzmacniacze o współczynniku zawartości harmonicznych np. 1% nie mogą być uznane za jednakowo dobre, jeżeli jeden z nich powoduje pojawienie się harmonicznych wyższego rzędu, a drugi tylko harmonicznych niskiego rzędu. Druga niekorzystna właściwość tranzystorów bipolarnych, to efekt magazynowania nośników. W tranzystorze bipolarnym prąd wyjściowy jest sterowany prądem wejściowym. Prędkość przepływu nośników w tranzystorze jest niewielka. Powoduje to magazynowanie nośników w postaci ładunku dość wolno przemieszczającego się

w materiale półprzewodnikowym bazy. Odpowiedź obwodu kolektorowego tranzystora opóźnia się w stosunku do sygnału sterującego. Efekt ten ogranicza stromość zboczy przebiegów impulsowych szczególnie przy większych częstotliwościach, a występuje bardzo wydatnie w zakresie bliskim nasycenia tranzystora.

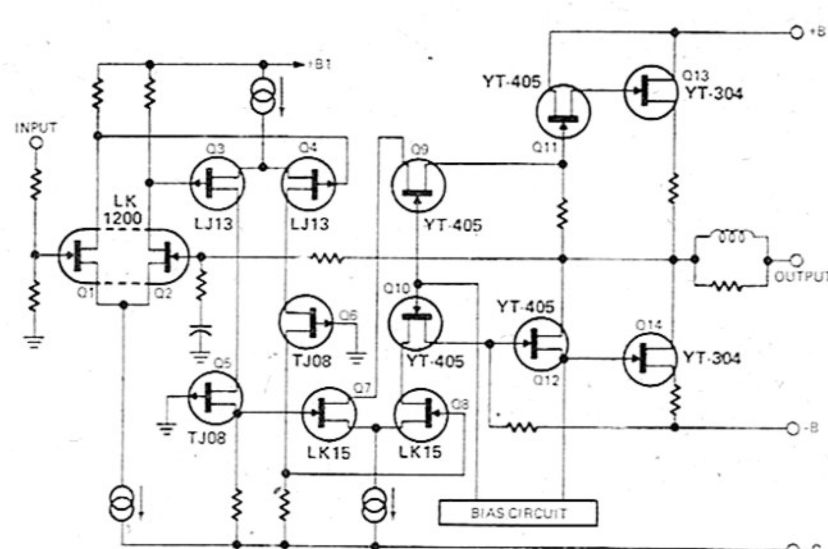
Efekt magazynowania nośników nie występuje w tranzystorach polowych i lampach elektronowych. Oba te czynne elementy są sterowane napięciowo. Wynika z tego, że tranzystory polowe wykazują lepsze właściwości. Trudność polega jednak na tym, że dotychczas wytwarzane przez przeważającą większość wytwórców tranzystory polowe są przystosowane do przewodzenia prądów o niewielkim natężeniu.

W 1971 r. prof. Nishizawa z uniwersytetu w Tokio opracował polowy tranzystor mocy, różniący się w sposób zasadniczy pod względem struktury od zwyczajnego tranzystora polowego. Na rys. 1 przedstawiono schematycznie: tranzystor polowy zwyczajny (a) i polowy tranzystor mocy (b). Zasadnicza różnica polega na tym, że w zwyczajnych tranzystorach polowych prąd przepływa od źródła do drenu po jednej „ścieżce", której szerokość zmienia się w zależności od napięcia na bramce, natomiast w polowym tranzystorze mocy prąd przepływa po wielu „ścieżkach" biegnących prostopadle od źródła do drenu. Tranzystory te mają wielką wydajność prądową. Prąd jest kontrolowany napięciem przyłączonym do bramki o kształcie podobnym do kraty. Źródeł jest łącznie około 1500 i są one połączone ze sobą warstwą napylonego metalu. Struktura (czip) polowego tranzystora mocy ma kilkakrotnie większą powierzchnię w porównaniu do struktury zwyczajnego tranzystora polowego małej mocy.



Rys. 1. Struktury tranzystorów polowych
a – tranzystor polowy zwyczajny (FET); b – polowy tranzystor mocy (V – FET); S – źródło, D – dren, G – bramka, i_z – tlenkowa warstwa izolacyjna, kan. – kanał („ścieżka")

We wzmacniaczach mocy z bipolarnymi tranzystorami mocy należy brać pod uwagę również zniekształcenia skrośne, dające znać o sobie szczególnie silnie przy niewłaściwym napięciu polaryzacji baz tranzystorów. Zniekształcenia skrośne pojawiają się nawet przy właściwej polaryzacji tranzystorów w okresach bardzo silnego wysterowania, wskutek efektu magazynowania nośników. Wiadomo ogólnie, że wpływ ich jest jednak największy przy małych wartościach sygnału i niewłaściwej polaryzacji tranzystorów, wówczas bowiem stosunek sygnału pożądanego do pojawiających się częstotliwości niepożądanych (zniekształceń) jest najmniej korzystny. Polowe tranzystory mocy są pozbawione większości wad bipolarnych tranzystorów mocy. Dodatkową ich zaletą jest wysoka stabilność temperaturowa, ponieważ wykazują ujemny współczynnik zależności przyrostu prądu od temperatury (samoczynne zabezpieczenie wzmacniacza przed skutkami wzrostu temperatury elementów).



Rys. 2. Schemat strukturalny wzmacniacza m.cz. z tranzystorami polowymi
(rysunek zaczerpnięto z miesięcznika „Radio-Elektronics" Dec. 1975)

Są już seryjnie wytwarzane wzmacniacze m.cz., w których zastosowano polowe tranzystory mocy. Jako przykład może posłużyć wzmacniacz „Yamaha B-1", w którym zastosowano wyłącznie tranzystory polowe. Schemat strukturalny wzmacniacza przedstawiono na rys. 2. Wejście jest połączone z różnicowym wzmacniaczem zrealizowanym na dwóch elementach w jednym czipie, co zapewnia szczególnie dobrą stabilność elektryczną i cieplną. Następnie zastosowano układ kaskodowy wzmacniacza różnicowego odznaczający się dużym wzmocnieniem, wielkim oporem wejściowym i małym poziomem szumów. Dalsze stopnie wzmacniające sterują dwa polowe tranzystory mocy pracujące przy wysokim napięciu zasilającym.

Wzmacniacz jest skonstruowany jako stereofoniczny o mocy 2×150 W przy impedancji obciążenia 4 Ω. Pasmo przepustowe 20÷20 000 Hz przy pełnej mocy i zawartości harmonicznych do 0,1%. Przy mocy wyjściowej równej 1 W współczynnik zawartości harmonicznych jest równy około 0,04%. Przy takiej mocy jest przenoszone pasmo 5 Hz — — 100 kHz.

Interesujące jest zastosowanie ujemnego sprzężenia zwrotnego o głębokości 40 dB, to jest głębokości mniejszej niż we wzmacniaczach Hi-Fi z tranzystorami bipolarnymi.

Opracowano na podstawie „Radio-Electronics", Dec. 1975.

A.W.

Przemiana częstotliwości

Koncepcja zastosowania przemiany częstotliwości zrodziła się pod wpływem dużych trudności konstruowania czułych i selektywnych odbiorników radiofonicznych i radiokomunikacyjnych opartych na zasadzie bezpośredniego wzmocnienia odbieranego sygnału. Istotnie — wyobraźmy sobie na przykład sześcioobwodowy odbiornik o bezpośrednim wzmocnieniu. Konieczne jest przełączanie w nim cewek sześciu obwodów w celu zmiany zakresu odbieranych fal. Potrzebny jest również agregat sześciu kondensatorów zmiennych na jednej osi. Zestrojenie takiego odbiornika przedstawiałoby również ogromne trudności.

Zrealizowanie koncepcji przemiany częstotliwości w celu otrzymania stałej częstotliwości pośredniej umożliwiło:

— zmniejszenie liczby strojonych obwodów do 2÷3 przy dowolnej liczbie obwodów nastrojonych na stałą częstotliwość pośrednią;

— polepszenie warunków wzmacniania dzięki temu, że częstotliwość pośrednia może być znacznie mniejsza od częstotliwości odbieranego sygnału;

— konstruowanie odbiorników o wielkiej czułości ograniczonej głównie szumami własnymi i o dowolnie wielkiej selektywności, przy łatwości kształtowania charakterystyki przenoszenia obwodów pośredniej częstotliwości.

Wypada dodać, że idea przemiany częstotliwości znalazła bardzo szerokie zastosowanie w telekomunikacji.

Urządzenia telefonii wielokrotnej umożliwiające przesyłanie za pomocą dwóch par przewodów 60, 240, 960, 1920 lub jeszcze więcej rozmów telefonicznych są oparte na szerokim wykorzystaniu przemiany częstotliwości.

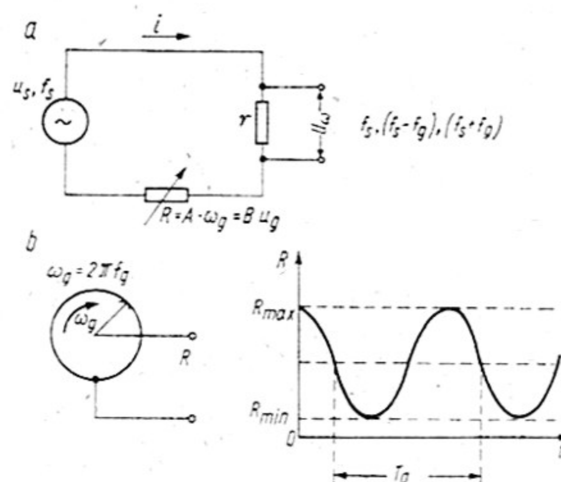
W artykule tym zajmiemy się głównie samym mechanizmem przemiany, którego zrozumienie jest podstawą do świadomego konstruowania układów przemiany częstotliwości.

Przyjrzyjmy się uważnie układowi na rys. 1a. Napięcie sygnału u_s wytwarza w nim prąd i, lecz wartość tego prądu zależy również od zmiennego opornika R. Niech tym opornikiem będzie specjalny potencjometr, którego ślizgacz obraca się dokoła z prędkością $\omega_g = 2\pi f_g$. Schemat takiego potencjometru i charakterystykę zmian jego rezystancji przedstawiono na rys. 1b. Wobec tego prąd w obwodzie (i) oraz napięcie wytwarzane na stałej rezystancji r są zależne od sygnału u_s i od rezystancji R zmieniającej się z częstotliwością f_g[1]). W napięciu wyjściowym układu U_w wystąpią składowe zmienne o częstotliwościach f_s, $f_s - f_g$, $f_s + f_g$. Druga z wymienionych składowych ma częstotliwość mniejszą od sygnału (f_s). Gdybyśmy częstotliwość f_g zmieniali odpowiednio zależnie od częstotliwości odbieranego sygnału f_s, to moglibyśmy otrzymać składową ($f_s - f_g$) stałą.

Częstotliwość tę nazwiemy pośrednią i oznaczymy f_p. Częstotliwość ta może zostać wydzielona odpowiednimi filtrami i wzmocniona. Z tego układu wynika, że wystarczy w zasadzie przestrajać tylko częstotliwość f_g, aby odbierać stale jednakową częstotliwość f_p na wyjściu przy odbiorze sygnału o dowolnej częstotliwości.

Opornik zmienny R możemy — jak to niżej wykażemy — zastąpić diodą, do której doprowadzone zostaną napięcie sygnału u_s i napięcie generatora u_g o częstotliwości f_g.

Charakterystyka diody (rys. 2a) jest nielinearna. Przy zwiększaniu napięcia w kierunku przewodzenia przyrost prądu wzrasta gwałtowniej, co wynika z charakterystyki nachylenia S przedstawionej na rys. 2b. Charakterystyka została zdjęta drogą pomiaru przyrostu wartości natężenia prądu diody przy bardzo małych kolejnych przyrostach napięcia.



Rys. 1. Zasada działania układu przemiany częstotliwości
a – układ ideowy przemiany; b – schemat potencjometru o rezystancji zmieniającej się z określoną częstotliwością f_g (T_g – okres przebiegu zmiennego)

Doprowadźmy do diody dwa zmienne napięcia: u_g — przedstawione na rys. 2a w postaci sinusoidy oraz u_s — napięcie sygnału o amplitudzie wielokrotnie mniejszej. Dla sygnału u_s dioda będzie przedstawiała wówczas rezystancję zmienną w zależności od chwilowych wartości napięcia u_g. Widzimy, że odpowiednio wykorzystana dioda może spełnić funkcję rezystancji zmiennej z układu na rys. 1a.

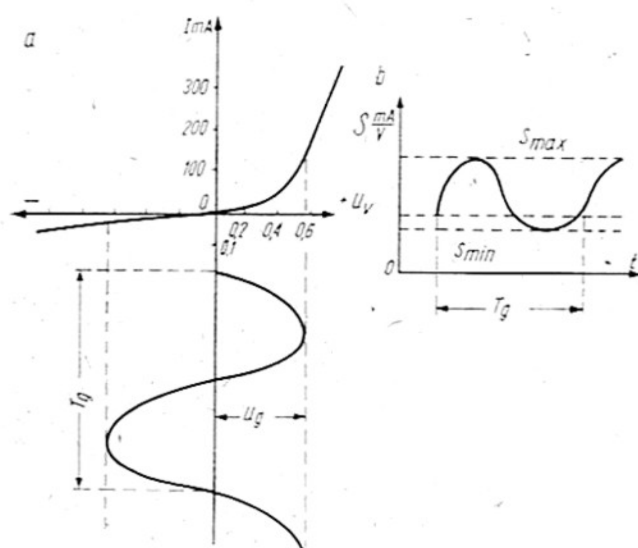
Ważne jest uświadomienie sobie następującej współzależności: jeżeli amplituda napięcia sygnału jest bardzo mała, to w odniesieniu do tak małych zmian dioda zachowuje się jak rezystor o stałej wartości (element linearny). Natomiast napięcie u_g o dużej amplitudzie powoduje

[1]) W rozważanym przypadku przyjmujemy $f_g < f_s$, natomiast w przypadku przedstawionym na rys. 3 przyjmujemy $f_g > f_s$.

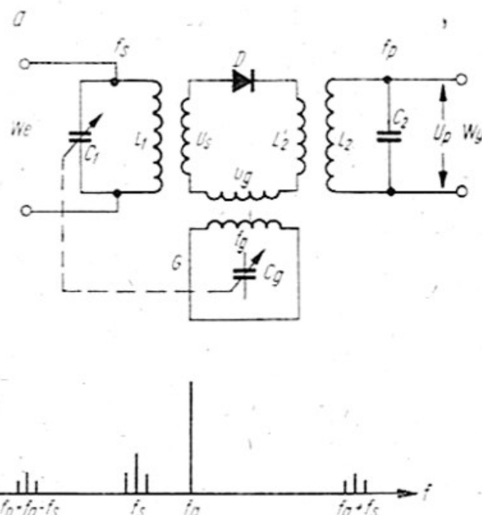
przesuwanie punktu pracy diody na jej charakterystyce jak to pokazano na rys. 2a, co powoduje zmiany jej własności według charakterystyki z rys. 2b. Inaczej mówiąc — jeśli sygnał u_s ma dostatecznie małą wartość, to dioda odgrywa rolę rezystancji zmiennej zależnej tylko od napięcia generatora u_g.

wamy sygnałem lustrzanym lub częstotliwością lustrzaną. Zastosowanie strojonych obwodów w.cz. na wejściu układu odbiorczego zabezpiecza przed przedostawaniem się sygnałów lustrzanych do układu przemiany.

Obszar baza-emiter tranzystora może spełniać te same funkcje co dioda, a więc służyć jako element „mieszania" częstotliwości w układzie przemiany. W tym przypadku obwód strojony pośr.cz. (pierwszy) włącza się do obwodu kolektorowego tegoż tranzystora. Zastosowanie tranzystora zamiast diody ma tę zaletę, że otrzymuje się równocześnie wzmocnienie przebiegu wyjściowego układu, a więc i sygnału częstotliwości pośredniej f_p.



Rys. 2. Charakterystyki diody
a — typowa charakterystyka diody: b — charakterystyka nachylenia S w zakresie przebiegu o amplitudzie u_g i okresie T_g



Rys. 3. Układ przemiany częstotliwości
a — schemat ideowy układu przemiany z diodą: b — rozmieszczenie częstotliwości przemiany (przykład)

Na rysunku 3 przedstawiono pełny układ przemiany częstotliwości z diodą. Wejście jest połączone ze strojonym obwodem rezonansowym L_1 C_1 dostrajanym do odbieranej częstotliwości f_s. W uzwojeniu cewki sprzężonej z tym obwodem powstaje napięcie sygnału u_s. Generator G dostarcza do obwodu przemiany napięcia u_g. W cewce L'_2 płynie prąd zawierający wszystkie produkty przemiany. Jednak sprzężony z nią obwód rezonansowy L_2 C_2 wydziela pożądaną częstotliwość pośrednią f_p. Kondensatory zmienne C_1 i C_g są ze sobą sprzężone, a obwody tak skonstruowane, że spełniony jest warunek $f_p = f_g - f_s$. Z wykresu na rys. 3b wynika, że niepożądane produkty przemiany leżą daleko od częstotliwości f_p i wobec tego są łatwe do odfiltrowania.

Warto zwrócić uwagę na niepożądane efekty, które mogą wystąpić, jeśli do wejścia układu przedostają się liczne sygnały o różnych częstotliwościach. Jeśli do wejścia przedostanie się sygnał f_1 spełniający zależność: $f_1 - f_g = f_p$, to zostanie on odebrany równocześnie z sygnałem o częstotliwości f_s. Stanowić on będzie zakłócenie pożądanego sygnału f_s. Sygnał o częstotliwości f_1 nazywamy sygnałem lustrzanym lub częstotliwością lustrzaną.

W tanich popularnych odbiornikach stosuje się układy, w których ten sam tranzystor spełnia jednocześnie dwie funkcje: generatora częstotliwości f_g (heterodyny) i stopnia przemiany. Ponieważ trudno dobrać optymalne warunki robocze takiego tranzystora, stosuje się często lepsze rozwiązania polegające na zastosowaniu oddzielnego generatora (jeden tranzystor) i stopnia przemiany (również na jednym tranzystorze).

Obecnie na rynku nie spotyka się odbiorników innych niż z przemianą częstotliwości (odbiorniki superheterodynowe). Niekiedy stosuje się dwukrotną przemianę częstotliwości w jednym odbiorniku. W epoce odbiorników lampowych przemianę częstotliwości realizowano za pomocą układów ze specjalnymi lampami: oktodami i triodami-heptodami. Te ostatnie dawały bardzo dobre wyniki.

R.T.



VI Międzynarodowe Zawody Łączności „Braterstwo i Przyjaźń"

W dniach od 23 do 30 sierpnia br. odbyły się w Supraślu (woj. białostockie) w pięknej leśnej scenerii i przy sprzyjającej pogodzie VI Międzynarodowe Zawody Łączności Organizacji Obronnych Państw Socjalistycznych pod hasłem „Braterstwo i Przyjaźń". Obejmowały one konkurencje wieloboju łączności, a to: odbiór i nadawanie tekstów literowych i cyfrowych, wymianę radiogramów w sieci radiowej, marsz orientacyjny w terenie na trasie 4—9 km (zależnie od wieku), strzelanie z broni małokalibrowej na odległość 50 m i rzut granatem na odległość 20 i 25 m.

Uczestniczyły w tej imprezie zespoły zawodników z Bułgarii, Czechosłowacji, Koreańskiej Republiki Ludowo-Demokratycznej, NRD, Polski, Węgier i Związku Radzieckiego. W skład poszczególnych zespołów wchodzili: kierownik, sędzia, trener, 3 juniorów do 18 lat, 3 juniorów do 21 lat, 3 seniorów do 25 lat i 3 dziewczęta do 25 lat.

Przez tydzień Supraśl i fragmenty pięknej puszczy Knyszyńskiej były widownią szlachetnej rywalizacji o tytuł najlepszych w radioamatorskim sporcie o wybitnie techniczno-obronnym charakterze.

Organizatorami imprezy był Zarząd Główny oraz Zarząd Wojewódzki LOK w Białymstoku, a patronat nad nią objął minister Łączności prof. dr inż. E. Kowalczyk. W skład Komitetu Honorowego, któremu przewodniczył I sekretarz KW PZPR w Białymstoku, wchodziło 32 osoby, w skład kierownictwa zawodów — 5 osób oraz kolegium międzynarodowe 7 osób (po 1 z każdego kraju). Funkcję sędziego głównego — zgodnie z decyzją Komisji Łączności ZG LOK — pełnił działacz LOK — dr inż. H. Trzaska — SP6RT.

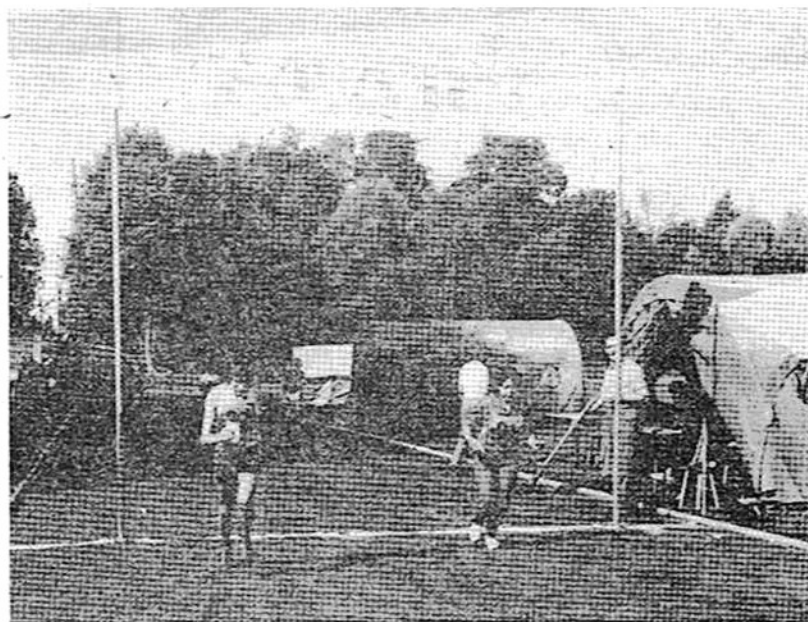
Okres przygotowań upłynął pod znakiem ogromu pracy i wysiłków szczupłego grona organizatorów starających się sprostać niełatwym zadaniom technicznym, treningowym, administracyjno-gospodarczym. Napotykane trudności udało się jednak pokonać dzięki dużej pomocy ze strony wojska, resortu Łączności, niektórych instytucji i zakładów pracy m. Białystok i Supraśl oraz społecznemu zaangażowaniu lokowskich aktywistów i działaczy szczebla centralnego i wojewódzkiego.

Uroczystego otwarcia zawodów dokonał w dniu 24 sierpnia br. w obecności przedstawicieli wojewódzkiej i gminnej instancji partyjnej, organizacji lokowskiej i przybyłych gości wojewoda białostocki, podkreślając w swym wystąpieniu techniczno-obronny charakter imprezy, jej znaczenie w podwyższaniu kwalifikacji operatorskich, w konfrontacji osiągnięć łącznościowców-amatorów z krajów wspólnoty socjalistycznej i wzajemnej wymianie doświadczeń oraz życząc wszystkim ekipom pełnych sukcesów. Po wciągnięciu flagi biało-czerwonej na maszt odbyła się defilada zawodników przy dźwiękach orkiestry wojskowej.



Konkurencja odbioru

Fot. J. Ziółkowski



Start grupy dziewcząt do konkurencji biegu według azymutu

Fot. J. Ziółkowski

Efektownym elementem wizualnej propagandy była dekoracja Ośrodka i samego Supraśla flagami, transparentami z hasłami, emblematami organizacji obronnych, afiszami i planszami ilustrującymi dorobek Ligi, w tym i jego pionu łączności oraz zakładów pracy z Białegostoku. (Dc. na str. 271)

POLSKI ZWIĄZEK KRÓTKOFALOWCÓW
CZŁONEK MIĘDZYNARODOWEJ UNII
RADIOAMATORSKIEJ (IARU)
Skrytka pocztowa 320 00-950 Warszawa
Tel. 26-73-73



Krótkofalowiec Polski

ORGAN ZARZĄDU GŁÓWNEGO PZK

NR 11 • (198) • LISTOPAD • 1976

RATUJMY KRÓTKOFALARSKI DOROBEK OD ZAPOMNIENIA

Krótkofalarstwo światowe, w tym również krótkofalarstwo polskie, liczy już sobie ponad 50 lat. Przebyło ono interesującą drogę rozwojową, której nie tylko etapy początkowe, ale nawet czasy późniejsze ulegają stopniowemu zapomnieniu. Już tylko zgoła przypadkowo możemy tu i ówdzie spotkać relikty ciekawej skądinąd przeszłości naszego krótkofalarstwa, a wiele cennych pamiątek w postaci dawnych urządzeń, książek, czasopism, fotografii czy ciekawszych kart QSL, jeżeli nawet udało się dotąd ocalić od zniszczenia, nie jest otoczonych należytą opieką.

Nie mamy, przynajmniej jak dotąd, kogoś w rodzaju krótkofalarskiego kustosza. Pozostawione bez opieki, nie wszędzie należycie doceniane – materiały te jakże często idą na złom lub makulaturę.

Każdy przejaw działalności ludzkiej, a brak jest podstaw aby krótkofalarstwo nasze traktować jak przysłowiowego kopciuszka, znajduje swoją historię i ochronę zabytków. Podobnie jak w sprawach kultury, działania i wartości muszą się przenikać, wymieniać, wzbogacać i sublimować. Dlatego podstawowym obowiązkiem każdego krótkofalowca powinna być ochrona i utrwalenie twórczości krótkofalarskiej sprzed lat, faktów, dokumentów, książek czy godnych uwagi, w sensie przekazu historycznego, urządzeń.

W rozwoju myśli technicznej krótkofalarstwo spełniło bowiem nie tylko wielkie zadanie odkrywcze, ale i popularyzatorskie, wyłoniło wielu wyjątkowo uzdolnionych ludzi, spośród których jednych historia już dziś zalicza do pionierów radiotechniki, inni zajmowali i zajmują nadal eksponowane stanowiska w gospodarce narodowej. Wśród tej barwnej plejady nazwisk i amatorskich znaków, krótkofalarstwo było ambitnym dopingiem do nauki i twórczej pracy.

Głos mój ma na celu przypomnienie, że krótkofalarstwo polskie ma bogate tradycje, które nie mogą być skazane na zapomnienie. Łączność na pasmach amatorskich jest sztuką ulotną, tylko człowiek może ożywić i utrwalić zapis. Ta właśnie przeszłość naszego hobby powinna znaleźć właściwy oddźwięk w tradycji i pozostać dla pokoleń wizytówką ambicji i technicznych aspiracji. Tym większych, że na wizytówkę tę złożyła się spora grupa ludzi, przeważnie nawet nie związanych z radiotechniką zawodowo.

Kilka czy kilkanaście lat temu powstała w Zarządzie Głównym PZK myśl zorganizowania muzeum polskiego krótkofalarstwa. Jest ona nadal aktualna, chociaż na przeszkodzie stoją trudności lokalowe. Ale zacząć trzeba od dołów. Tylko tam znaleźć jeszcze możemy interesujące nas antyki. Inicjatywa powinna przejść do klubów i ich członków, odpowiednie zainteresowanie powinny też przejawić zarządy oddziałów wojewódzkich PZK.

Dopiero wtedy będzie można realnie myśleć o utworzeniu naszego muzeum. A warto!

SP8HR

CQ WORLD WIDE DX CONTEST 1976
Część telegraficzna

(Wyciąg z regulaminu)

1. Część telegraficzna zawodów CQ WW DX Contest 1976 odbędzie się począwszy od soboty 27 listopada br. godz. 00.00 GMT do niedzieli 28 listopada br. godz. 24.00 GMT, łącznie zatem zawody trwają 48 godzin.

2. Dopuszczalne są następujące formy uczestnictwa:

a) jeden operator, jedno pasmo (tzw. single operator, single band, w skrócie s.o.s.b.)

b) jeden operator, wiele pasm (tzw. single operator, multi bands, w skrócie s.o.m.b.)

c) jeden nadajnik, wielu operatorów (tzw. single transmitter, multi operators)

d) kilka nadajników z wielu operatorami (tzw. multi transmitters multi operators).

3. W czasie łączności wymienia się numery kontrolne składające się z RST i numeru zony według WAZ. Stacje polskie położone są w zonie 15 według WAZ, stąd numer kontrolny np. 599 15.

4. Punktacja:

a) za łączność z własnym kontynentem – 1 pkt

b) za łączność z innym kontynentem – 3 pkt

c) za łączność ze stacjami SP – 0 pkt (ale liczy się do mnożnika)

5. Mnożnik (tzw. multiplier):
każda uzyskana strefa WAZ plus każdy zrobiony kraj według list DXCC i WAE, odrębnie na każdym z pasm.

6. Wynik końcowy otrzymuje się przez pomnożenie sumy mnożników za strefy wg WAZ oraz krajów wg list DXCC i WAE przez ilość punktów. W konkurencji wielopasmowej dodaje się mnożniki ze wszystkich pasm i następnie mnoży przez sumę punktów ze wszystkich pasm.

• • •

A teraz parę uwag końcowych.
Jak wykazały dotychczasowe wyniki udziału naszych nadawców w tych zawodach, wiele stacji wypełnia dzienniki zawodów nieprawidłowo, co w konsekwencji powoduje niewłaściwe zaliczenie udziału, a nawet dyskwalifikację. Dlatego powinniśmy pamiętać o tym, że:

a) dzienniki należy wypełniać na specjalnie do tego celu przygotowanych formularzach, a w braku tychże wzorować się na nich;

b) u góry z prawej strony dziennika należy wyraźnie podać swój znak, imię i nazwisko oraz adres. Nagłówek dziennika powinien wskazywać jakiej części zawodów dotyczy, tj. fonicznej czy telegraficznej przez adnotację np. CW SECTION. W nagłówku należy podać również formę udziału, np. single operator, single band. Ma to o tyle istotne znaczenie, że w razie braku adnotacji o pracy jednopasmowej zawodnik sklasyfikowany będzie w konkurencji wielopasmowej, co w ogólnym rozrachunku obniża punktację zespołową. Wreszcie w nagłówku należy podać jakiego klubu uczestnik jest członkiem, a więc np. „Member of SP DX Club" lub np. „Member of PZK Club". Nie należy bowiem zapominać, że oprócz klasyfikacji indywidualnej, istnieje również klasyfikacja klubami. Członkowie SP DX Klubu wysyłają logi na adres wyznaczonego przez Zarząd SP DX Klubu członka, który sporządzi arkusz zbiorczy. Członkowie np. klubów PZK wysyłają dzienniki na adres ZG PZK;

c) w przypadku pracy wielopasmowej należy sporządzać logi za każde pasmo oddzielnie, a zestawienie ze wszystkich pasm należy ująć na odrębnym arkuszu, zawierającym również obliczenie wyniku końcowego. Dziennik za pracę jednopasmową lub zestawienie w przypadku pracy wielopasmowej powinny być uzupełnione deklaracją o przestrzeganiu wszelkich przepisów obowiązujących nadawcę i zgodności danych dziennika ze stanem rzeczywistym, a następnie podpisane.

• • •

Z uwagi na rangę zawodów, są one bowiem powszechnie wśród krótkofalowców uważane za nieoficjalne mistrzostwa świata, należy zwrócić szczególną uwagę na przestrzeganie regulaminu zawodów.

SP8HR

NA PASMACH

● Wiele klubów krótkofalarskich obchodzi w bieżącym roku jubileusze swojego istnienia. I tak np. znany klub OH8AA w Oulu w Finlandii w związku ze swym 25-leciem uruchomił okolicznościową stację nadającą pod znakiem OG8AA. Podobnie stacja pracująca pod znakiem OI5AD miała upamiętnić jubileusz 25-lecia radioklubu w Hamina (Finlandia), którego stacja klubowa nadająca normalnie pod znakiem OH5AD, znana jest krótkofalowcom całego świata z dobrych lokat w różnego rodzaju zawodach międzynarodowych i licznych inicjatyw zmierzających do spopularyzowania sportu krótkofalarskiego.

● Kilka nowych stacji pojawiło się na wyspach Chagos. Należą do nich m.in. WB6EWH/VQ9 słyszany u nas w godzinach popołudniowych w pobliżu 14 300 kHz fonią SSB (QSL via K4OSE) oraz WA6EGL/VQ9 nadający przeważnie na 14 195 kHz również fonią SSB (QSL via W4FLA).

● W czasie trwania tegorocznej konferencji II Regionu IARU w Miami Beach na Florydzie czynna była okolicznościowa stacja nadająca pod atrakcyjnym znakiem AI4ARU.

● Nasz SP DX Klub liczy już 182 członków zwyczajnych, wywodzących się spośród polskich nadawców. Członkiem nr 180 został SP8FWB, SP9CDA otrzymał dyplom członkowski nr 181, natomiast nr 182 powędrował do SP6DYD. Spośród nowych kandydatów należy m.in. wymienić p. Danutę Tymkiewicz SP5FVI. Gratulujemy! A swoją drogą, zwraca uwagę fakt, że wielu młodych nadawców i nadawczyń w ciągu zaledwie paru lat od otrzymania licencji zdołało spełnić trudne skądinąd wymagania dla uzyskania członkostwa w naszym SP DX Klubie. Tak np. SP5GOL został ostatnio zweryfikowany 128 krajami, co przy obecnie niezbyt jeszcze korzystnych warunkach propagacyjnych stanowi godny uwagi wyczyn operatorski. Wśród płci pięknej o palmę pierwszeństwa walczą SP3HDB (żona SP3DOI) oraz SP5YL (żona SP5HS). SP3HDB została ostatnio zweryfikowana w SP DX Klubie 125 krajami.

● Wyspy Tuvalu, które niedawno zostały uznane za odrębny kraj do DXCC, są reprezentowane ostatnio przez stację VR8A (operator John). Stacja ta jest u nas słyszana przeważnie w godzinach rannych fonią SSB w pobliżu 14 223 kHz, ale tylko w dobrych warunkach propagacyjnych. Pod znakiem VR8B nadawali z Tuvalu małżonkowie Colvinowie W6DOD i W6KG, ale pobyt ich tam trwał dość krótko.

● Tegoroczne „Harcerskie Lato" akcentowało się na pasmach amatorskich aktywnością niektórych stacji harcerskich zlokalizowanych w zachodnich regionach kraju, jak np. SP3ZHU/3 oraz nad morzem, jak np. SP1ZCX z Ustki. Ta ostatnia stacja, dysponująca nadajnikiem o mocy 40 W i konwencjonalną RBM-ką jako odbiornikiem, czynna była dość aktywnie w pasmie 3,5 MHz. Natomiast brak jest wiadomości o aktywności stacji harcerskich w ramach tegorocznej akcji „Bieszczady 40".

● Grupowe wczasy krótkofalowców stają się coraz bardziej popularne. Jako przykład może tu posłużyć inicjatywa klubów SP9PEY, SP9KRT i SP9KOT z Piekar Śląskich. Oto niektórzy członkowie tych klubów zorganizowali sobie wspólny wypoczynek w Jarosławcu nad morzem. Przysłowiowe przyjemne z pożytecznym realizowała stacja SP9KOT/1 zainstalowana w namiocie i dysponująca transceiverem zbudowanym przez członków klubu i wzorowana na fabrycznym FT-250. Bilans pracy tej stacji zamknął się liczbą około 2 tys. łączności, a nawiązywanie łączności stanowiło swoistą formę wypoczynku między plażą i wycieczkami.

● Skoro lato już za nami, warto wspomnieć o innych formach rekreacji i wypoczynku stosowanych wśród krótkofalowców. Oto np. jeden z najstarszych krótkofalowców francuskich F8DF (69 lat) — emeryt — przytroczył miniaturowy transceiver, całkowicie stranzystorowany, do bagażnika swego roweru i ruszył w kraj. Nadając mocą półtora wata zrealizował wiele interesujących łączności, a kiedy znajdował się na przedpolach Paryża miał sporo łączności ze stacjami polskimi, które mile wspomina.

● Jeden z najaktywniejszych nadawców Madagaskaru, który w swoim czasie nadawał pod znakiem FB8BF, opuścił Republikę Malgaską i znajduje się obecnie we Francji, skąd nadaje pod znakiem F6AMF. Ci wszyscy, którzy nie otrzymali od niego kart QSL za łączności zrealizowane pod znakiem FB8BF, mogą je otrzymać obecnie wysyłając swoje QSL via F6AMF.

● W dniach od 8 do 11 lipca br. obradował w pięknie położonej podgórskiej miejscowości Tjentište XIII Krajowy Zjazd Radioamatorów i Krótkofalowców Jugosławii (SRJ). Miał on szczególnie uroczysty charakter ze względu na jubileusz 30-lecia SRJ oraz 120 rocznicę urodzin Mikołaja Tesli. W czasie trwania zjazdu czynnna była okolicznościowa stacja nadająca pod znakiem YUØX. W zjeździe uczestniczyło pół tysiąca osób, a malownicza sceneria okolic Tjentište (m.in. znajduje się tu park narodowy) stanowiła dla wielu źródło niezapomnianych wrażeń.

● Wyspy Galapagos stanowią w dalszym ciągu jeden z najbardziej trudnych do usłyszenia na pasmach amatorskich zakątków świata. Wprawdzie nadają stąd dwie stałe stacje pracujące pod znakami HC8GI (QSL via W3HNK) oraz HC8RG, jednak utrzymująca się nadal atrakcyjność znaku HC8 skłoniła kilku krótkofalowców, a w tej liczbie HC1XG i K4ERO, do wyprawy DX-owej na Galapagos. Nadawali oni pod znakami HC1XG/HC8 (op. Pete, QSL via WA6PDE) oraz K4ERO/HC8 (op. John, QSL na adres domowy) i byli słyszani u nas na fonii SSB. Zapewniają, że wkrótce na Galapagos wybierze się nowa grupa nadawców.

● Jak już zapowiadaliśmy w swoim czasie, grupa krótkofalowców kanadyjskich czyni starania o zainstalowanie na St. Paul regularnie pracującej stacji amatorskiej. Wyspy St. Paul (znak narodowościowy VYØ) leżą w obrębie wód terytorialnych Kanady i zostały uznane jako oddzielny kraj do DXCC. Wysiłki krótkofalowców kanadyjskich zostały uwieńczone po części sukcesem, a grupa członków znanego radioklubu VE3ZZ w Toronto w składzie VE3BBH, VE3BMV, VE3DU i VE3KZ wybrała się niedawno na St. Paul, skąd nadawano pod znakiem XJ3ZZ/1. Stacja pracowała emisjami CW i SSB na wszystkich pasmach KF i zrealizowała kilka tysięcy łączności. QSL należy wysyłać via VE3BMV.

● Od czasu do czasu, a już szczególnie w pasmie 7 MHz, usłyszeć możemy stację nadającą na telegrafii pod znakiem PAØPLM. Nie wszyscy jednak wiedzą, że obsługuje ją jeden z najstarszych, żyjących współcześnie nadawców Europy. Pierwsze próby w realizacji łączności radiowej rozpoczął on już w 1924 r. używając nadajnika iskrowego i odbiornika autodynowego. Na obecne wyposażenie PAØPML składa się transceiver o mocy 150 W i antena typu „inverted vee". W okresie międzywojennym nadawał on z terenów obecnej Indonezji pod znakiem PK3MA.

● Wyspy Komory, stanowiące do niedawna zamorską posiadłość Francji (FH8), po uzyskaniu niepodległości zmieniły znak narodowościowy na D6A. Ostatnio na wyspy te wybrał się K5QHS i nadaje pod znakiem K5QHS/D6A fonią SSB w pobliżu 14 200 kHz.

● 9N1MM — to znak już niemal legendarny. Posiadaczem tej stacji, zresztą jedynej stacji amatorskiej nadającej z Nepalu, jest M. Moran. Słyszany jest on u nas od czasu do czasu w godzinach popołudniowych w pasmie 14 MHz na fonii SSB. Ostatnio odwiedził go WB7ABK, który pod znakiem 9N1MM (uzyskanie licencji przez obcokrajowca jest tu bowiem niesłychanie trudne), zrealizował kilka tysięcy łączności fonią i telegrafią.

● Zanosi się na to, że Europa wzbogaci się o nowe „country" do DXCC. Oto w Wiedniu budowane jest miasteczko ONZ. Budowa zespołu gmachów „UNO-City" postępuje szybko i oczekuje się, że już

pod koniec przyszłego roku w wiedeńskiej siedzibie ONZ rozpocznie pracę około 5 tys. osób. Na wzór 4U1ITU w Genewie, „UNO City" spełnia wszelkie warunki do potraktowania go jako oddzielnego „country" do DXCC.

SP8HR

DYPLOMY

PANONIA AWARD

Dyplom ten jest wydawany za łączności na co najmniej 2 pasmach z czterema okręgami wywoławczymi Węgierskiej Republiki Ludowej, wchodzącymi w region tzw. Transdanubii (HA1, HA2, HA3 i HA4). Z każdym spośród wymienionych okręgów należy zrealizować po 3 łączności potwierdzone kartami QSL. Na UKF wystarczy po 1 QSO z każdym spośród 4 okręgów. Dyplom ten wydawny jest w trzech wersjach: telegraficznej, fonicznej i mieszanej.

Wykaz według ogólnie przyjętych zasad, potwierdzony przez klub lub co najmniej 2 nadawców, należy przesyłać do Award Managera PZK. Dyplom jest bezpłatny. Liczą się łączności zrealizowane po 1 stycznia 1966 r.

SOP

Wobec licznych zapytań wyjaśniamy, że wymagania do uzyskania SOP o tyle się zmieniły, iż obecnie zdobywać go można w ciągu całego lipca, zaś zgłoszenie powinno zawierać oprócz wyciągu z logu również 15 kart QSL potwierdzających łączności z 15 prefiksami nadbałtyckimi. Wydawcy dyplomu pozostawiają dwuletni termin na skompletowanie kart, np. zgłoszenia na SOP 1976 można wysyłać do lipca 1978 r.

SP8HR

Dokończenie ze str. 268

Niemałą atrakcję stanowiły zwłaszcza dla zawodników zagranicznych urządzone w przerwach rozgrywek wycieczki do kilku pobliskich zakładów produkcyjnych w celu zwiedzenia ich i spotkania się z załogą.

Należy jeszcze wspomnieć o uruchomieniu na terenie Ośrodka obsługi pocztowej (stemplowanie korespondencji okolicznościowym datownikiem) oraz zainstalowaniu radiostacji z klubu łączności LOK w Białymstoku pracującej podczas trwania zawodów pod znakiem wywoławczym SPØKAI, a oddanej do dyspozycji operatorów. Nawiązali oni z krótkofalowcami 50 krajów 505 QSO kwitowanych specjalnie wydaną i efektowną kartą QSL. Radiostacja startowała również w zawodach CQ AA, nawiązując 45 QSO.

A oto końcowe wyniki poszczególnych konkurencji (pierwsze 3 miejsca).

Klasyfikacja indywidualna

Grupa juniorów (do 18 lat)

1. Peter Michalik, CSRS — 520 pkt
2. Aleksiej Pieszkow, ZSRR — 508 pkt
3. Mathiast Hahn, NRD — 505 pkt

Grupa juniorów (do 21 lat)

1. Jaroslav Hauerland, CSRS — 490 pkt
2. Pavol Vanko, CSRS — 476 pkt
3. Marek Stevesandt — 465 pkt

Grupa seniorów

1. Kim Jong Chol, KRLD — 540 pkt
2. Jewgienij Doronow, ZSRR — 526 pkt
3. Aleksander Riezienko, ZSRR — 507 pkt

Grupa dziewcząt

1. Kim Gyong OK, KRLD — 505 pkt
2. Li Bong Son, KRLD — 470 pkt
3. Lang Myong Suk, KRLD — 468 pkt

Klasyfikacja zespołowa

Juniorzy do 18 lat

1. NRD — 1480 pkt
2. Polska — 1427 pkt
3. CSRS — 1405 pkt

Juniorzy do 21 lat

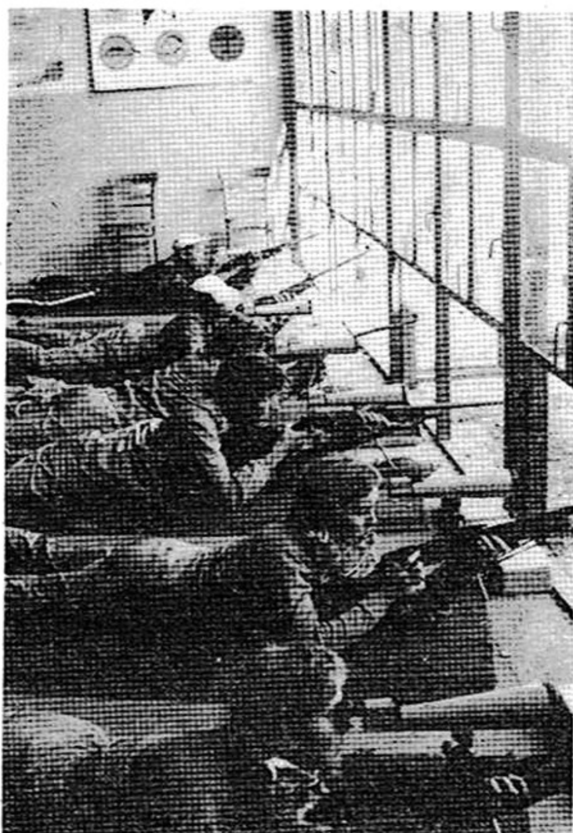
1. CSRS — 1387 pkt
2. Polska — 1292 pkt
3. NRD — 1233 pkt

Seniorzy

1. KRLD — 1533 pkt
2. ZSRR — 1440 pkt
3. CSRS — 1325 pkt

Dziewczęta

1. KRLD — 1445 pkt
2. Polska — 1241 pkt
3. CSRS — 1204 pkt



Rozgrywanie konkurencji strzelania
Fot. J. Ziółkowski

Główną nagrodą były puchary przechodnie ufundowane przez Zarząd Główny LOK dla poszczególnych grup.

Uroczyste zakończenie zawodów odbyło się 29 sierpnia br. w scenerii analogicznej do tej, jaka towarzyszyła ich otwarciu. Na program końcowego akordu imprezy złożyły się: ogłoszenie ostatecznych wyników przez sędziego głównego, dekoracja zwycięzców złotymi, srebrnymi i brązowymi medalami oraz wręczenie im pucharów i dyplomów, pożegnalne przemówienie prezesa ZW LOK w Białymstoku, opuszczenie flagi na maszcie oraz przemarsz ulicami miasta, złożenie wieńców pod pomnikiem Bohaterów Ziemi

Białostockiej, występ zespołu Wojsk Obrony Przeciwpowietrznej Kraju „Radar" w amfiteatrze białostockim.

Aktu dekoracji oraz wręczenia pucharów i dyplomów dokonali sekretarz propagandy KW PZPR w Białymstoku, wicewojewoda białostocki, przedstawiciel ministra Łączności — dyrektor DOPiT w Olsztynie oraz prezes ZW LOK w Białymstoku. Opiekuńcze zakłady pracy w Białymstoku ufundowały dla najlepszego zawodnika z poszczególnych ekip nagrody rzeczowe, i tak: Kombinat Ponar-Biel dla zawodnika z CSRS, WSS „Społem" Białystok dla zawodnika z KRLD, Polcolor dla zawodnika z Bułgarii, Kombinat „Fasty" dla zawodnika z NRD, Zakłady Mięsne dla zawodnika z Węgier, Zakłady BIRUNA dla zawodnika z ZSRR i Huta Szkła dla zawodniczki z Polski.

W godzinach wieczornych odbyła się wspólna kolacja, podczas której zostały wręczone indywidualne nagrody rzeczowe ufundowane przez Zarząd Główny LOK.



Najmłodszy (11 lat) uczestnik zawodów — członek ekipy bułgarskiej

Fot. J. Ziółkowski

Zawody, na które złożył się duży wysiłek organizacyjny, wzorowa postawa zawodników, ich ambicja w walce o zwycięstwo, braterska atmosfera i wreszcie same wyniki końcowe, przyczyniły się do pogłębienia przyjaźni między radioamatorami organizacji obronnych państw socjalistycznych.

płk Witold Konwiński — SP5KM

Centralne zawody wieloboju łączności i radiopelengacji amatorskiej LOK

Działalność w dziedzinie sportów techniczno-obronnych pionu łączności Ligi oprócz aspektów współzawodnictwa sportowego ma m.in. na celu:

- patriotyczno-obronne wychowanie młodzieży,
- przysposobienie młodzieży do służby wojskowej,
- przygotowanie aktywu łączności do realizacji zadań łącznościowych w zakresie społeczno-użytecznym i obronnym.

Zadania te są realizowane poprzez organizowanie zawodów o charakterze techniczno-obronnym na wszystkich szczeblach organizacji lokowskiej. Zawody te stanowią jedną z form wyższego i atrakcyjnego stopnia szkolenia młodzieży przedpoborowej i utrzymywania rezerwistów łączności w sprawności nabytej w wojsku.

Zgodnie z programem działalności sportowo-obronnej LOK na rok 1976 w maju i czerwcu zostały przeprowadzone w siedmiu grupach międzywojewódzkie zawody wieloboju łączności i radiopelengacji amatorskiej.

W celu zakończenia, podsumowania, dokonania oceny sportowych osiągnięć województw oraz wyłonienia mistrzów zespołowych i indywidualnych LOK w poszczególnych konkurencjach, zorganizowano i przeprowadzono w dniach 9—12 września br. Centralne Zawody Wieloboju Łączności i Radiopelengacji Amatorskiej. Organizatorem tej imprezy były Zarząd Główny oraz Zarząd Wojewódzki LOK w Łodzi.

W zawodach wzięły udział reprezentacje tych ZW LOK, które zajęły pierwsze miejsca w zawodach międzywojewódzkich, a mianowicie: Bydgoszczy, Katowic, Lublina, Łodzi, Warszawy, Wrocławia i Zielonej Góry.
Ogółem w zawodach uczestniczyło 61 zawodników (27 w wieloboju łączności i 34 w radiopelengacji amatorskiej) w tym 18 dziewcząt.

Wielobój łączności

G r u p a d z i e w c z ą t

mistrz — M. Mizera, Bydgoszcz, 402 pkt

I wicemistrz — M. Gumbarewicz, Warszawa, 309 pkt

II wicemistrz — H. Wierzbicka, Wrocław, 297 pkt



Grupa dziewcząt — I miejsce w wieloboju łączności

Fot. Z. Malinowski

Tytuły mistrzów indywidualnych i wicemistrzów LOK na rok 1976 w poszczególnych konkurencjach i grupach zdobyli:

G r u p a j u n i o r ó w

mistrz — St. Waleniak, Lublin, 416 pkt



Drużyna ZW LOK z Bydgoszczy – I miejsce w ogólnej klasyfikacji

Fot. Z. Malinowski

I wicemistrz — K. Kraszewski, Łódź, 399 pkt
II wicemistrz — B. Chorążyk, Zielona Góra, 373 pkt

Grupa st. juniorów

mistrz — L. Gwódź, Bydgoszcz, 421 pkt
I wicemistrz — H. Józefiak, Zielona Góra, 354 pkt
II wicemistrz — J. Wojtowski, Lublin, 348 pkt

Grupa seniorów

mistrz — M. Stevesandt, Bydgoszcz, 486 pkt
I wicemistrz — J. Wojcieszuk, Lublin, 306 pkt
II wicemistrz — A. Świta, Wrocław, 301 pkt

Radiopelengacja amatorska (łącznie 3,5 i 144 MHz)

Grupa dziewcząt

mistrz — I. Nawrocka, Bydgoszcz
I wicemistrz — E. Pacześniak, Łódź
II wicemistrz — M. Laska, Bydgoszcz

Grupa juniorów

mistrz — W. Łakomiec, Zielona Góra
I wicemistrz — Zb. Rafałko, Łódź
II wicemistrz — R. Brodnicki, Bydgoszcz

Grupa seniorów

mistrz — St. Wilczyński, Bydgoszcz
I wicemistrz — Z. Kuciak, Warszawa
II wicemistrz — J. Radomski, Łódź

Tytuły mistrzów i wicemistrzów LOK na rok 1976 w poszczególnych konkurencjach zdobyły zespoły:

Wielobój łączności

mistrz — zespół ZW LOK Bydgoszcz
I wicemistrz — zespół ZW LOK Warszawa
II wicemistrz — zespół ZW LOK Wrocław

Radiopelengacja amatorska — pasmo 3,5 MHz

mistrz — zespół ZW LOK Bydgoszcz
I wicemistrz — zespół ZW LOK Katowice
II wicemistrz — zespół ZW LOK Warszawa

Radiopelengacja amatorska — pasmo 144 MHz

mistrz — zespół ZW LOK Bydgoszcz
I wicemistrz — zespół ZW LOK Katowice
II wicemistrz — zespół ZW LOK Łódź

Klasyfikacja ogólna

mistrz — zespół ZW LOK Bydgoszcz
I wicemistrz — zespół ZW LOK Łódź
II wicemistrz — zespół ZW LOK Warszawa

SP5KM

Indeks 37404